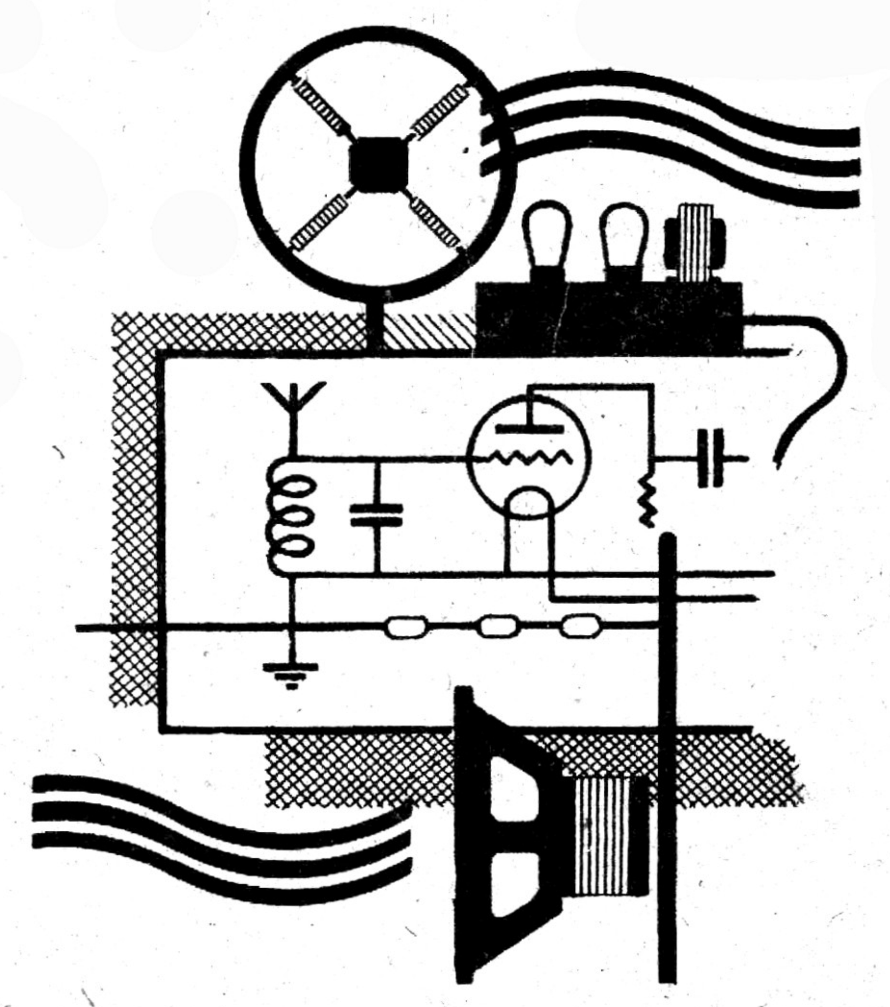
MIESIĘCZNIK RADIO



DLA TECHNIKÓW i AMATORÓW

ROK I SIERPIEŃ 1946 R. NR 6

BIURO WYDAWNICTW POLSKIEGO RADIA

cena 50 zł

TREŚĆ NUMERU:

R A D I O

Miesięcznik dla techników i amatorów

Rok I **sierpień 1946** **Nr 6**

B. A. Wwiedienskij — J. I. Kaznaczejew

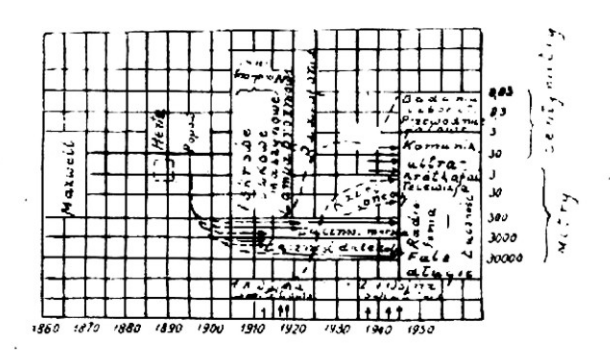
Fale ultrakrótkie

Z historii fal ultrakrótkich.

W przeżywanej obecnie przez nas epoce rozwoju radiotechniki pierwsze miejsce w komunikacji radiowej zajmują urządzenia na fale długie, średnie i krótkie. Postęp techniki fal ultrakrótkich wymaga jednak byśmy w jak najszerszej mierze wykorzystali ten nowy zakres.

W czasie wojny fale ultrakrótkie dały stronom wojującym takie narzędzie walki jak radiolokacja, pozwalająca ze znacznej odległości wykrywać samoloty i okręty wroga i strzelać do nich mimo ich niewidoczności.

Zagadnienie o praktycznym wykorzystaniu fal ultrakrótkich, postawione jeszcze w okresie pokojowym, przeszło przez próbę ogniową wojny i zostało w szczęśliwy sposób rozwiązane. Zakres fal ultrakrótkich znalazł szerokie zastosowanie, mimo że w niedalekiej jeszcze przeszłości wydawało się, że trzeba będzie bardzo długiego czasu dla dostatecznego rozwoju techniki ultrakrótkofalowej. W ten sposób rozpoczęty i rozwinięty został nowy etap w radiotechnice. Podstawowe etapy rozwoju radiotechniki podane są na rys. 1.



Rys. 1
Etapy rozwoju radiotechniki

Możność swobodnego rozchodzenia się fal elektromagnetycznych, przewidziana przez Faraday'a i uzasadniona teoretycznie przez Maxwella, była potwierdzona doświadczalnie w 1888 r. przez Henryka Hertza właśnie w zakresie fal ultrakrótkich. A. S. Popow zademonstrował w 1895 r. pierwszy w świecie odbiornik. W początku 1896 r. udało się temu uczonemu przesłać pierwszą wieść przez radio, były to słowa: Henryk Hertz. Popow chciał w ten sposób wyrazić swój głęboki szacunek dla zasług Hertza. Pierwsze nadawania były niewątpliwie dokonywane przez Popowa na falach ultrakrótkich. Wkrótce po swych narodzinach radiotechnika coraz bardziej skłaniała się ku falom długim. Zainteresowanie innymi zakresami, w tej liczbie i ultrakrótkofalowym, zmalało do minimum. Prowadzone były tylko sporadyczne, nieskoordynowane prace o charakterze fizycznym (prace P. N. Lebiediewa z dziedziny elektro - optyki, nieliczne prace o rozchodzeniu się fal elektromagnetycznych w przewodnikach rurowych, badania dielektryków i ciał magnetycznych i inne).

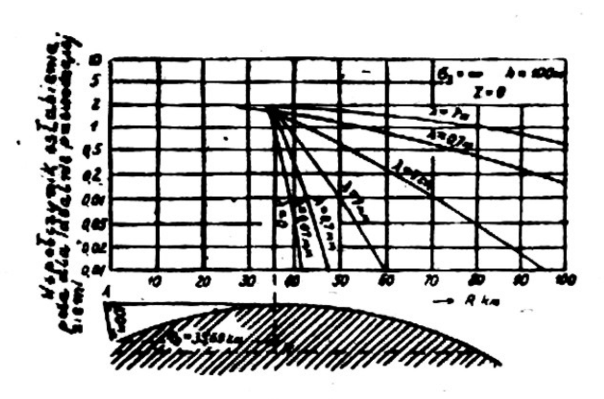
Z wynalezieniem lampy elektronowej, radiotechnika wstępuje na drogę bardzo szybkiego rozwoju. Pojawia się możliwość wytwarzania nietłumionych ultrakrótkich fal, co pobudza znów zainteresowanie nimi. Na początku roku 1940 całkowicie już opanowano wszystkie częstotliwości aż do 150 megacykli (fala o długości = 2 metrom), a w laboratoriach pracowały już nadajniki na fali do 3 cm.

Hertz dokonywał swoich doświadczeń w zakresie fal ultrakrótkich, od kilku metrów do 30 cm.

Po długotrwałym okresie niewykorzystywania fal ultrakrótkich, technika znów do nich powraca, lecz już na bez porównania wyższym poziomie, rokującym niezmiernie szerokie perspektywy.

Właściwości fal ultrakrótkich.

Niezupełne zrozumienie praw optyki pobudziło początkowo do prymitywnego wyobrażenia o zdolności fal ultrakrótkich do rozchodzenia się tylko wzdłuż linii prostych, w granicach bezpośredniej widzialności. Jednakże szereg prac doświadczalnych i teoretycznych (prace uczonych radzieckich należą tu do najwcześniejszych) dowiódł, że fale ultrakrótkie rozchodzą się i poza horyzont, lecz natężenie pola w strefie poza horyzontem maleje znacznie szybciej wraz ze wzrostem odległości od nadajnika, niż w strefie bezpośredniej widzialności Szybkość zmniejszania się natężenia pola jest tym większa im fala jest krótsza.



Rys. 2
Zmiana natężenia pola poza horyzontem.

Rys. 2 ilustruje rozchodzenie się fal ultrakrótkich w strefie przylegającej do horyzontu i w strefie cienia.

Jak widać z tego rysunku, na falach metrowych można nawiązać łączność z punktem znajdującym się dosyć daleko poza granicami widzialności bezpośredniej. Jest to potwierdzone doświadczeniem. W Schenectady np. odbierają regularnie nadajnik telewizyjny Nowego Jorku na fali 6,7 m przy odległości 167 km. Antena odbiorcza znajduje się tam o 510 metrów poniżej linii horyzontu. Również w U.S.A. istnieje regularna łączność na fali 90 cm. przy odległości 187 km.

Zasięg działania ultrakrótkofalowych stacji radiofonicznych o mocy 10 kilowatów wynosi 100—150 km. Jeżeli nadajnik znajduje się na dostatecznie wysokich wzniesieniach to zasięg jego można zwiększyć do 200—300 km.

W wypadku gdy chodzi o całkowicie pewną łączność na falach ultrakrótkich jak np. przy retransmisjach, wybiera się odcinki 40—60 km. W tych wypadkach moc stosowanych nadajników stanowi niekiedy nawet ułamek wata.

Dopóki radiotechnika interesowała się przede wszystkim zagadnieniem przezwyciężania odległości, ograniczony zasięg działania fal ultrakrótkich wydawał się decydującą wadą. W drugiej fazie rozwojowej jednakże coraz większe znaczenie zaczęła przybierać ilość kanałów niezbędnych dla różnego typu komunikacji radiowej i niezbędność ulepszania jakości. Zwiększyło to zainteresowanie falami ultrakrótkimi. — Rozwiązanie zagadnienia o ilości kanałów, możliwej w danym zakresie zależy przede wszystkim od „pojemności" tego zakresu. „Pojemność" zakresu fal ultrakrótkich jest olbrzymia.

Na zakresach fal długich, średnich i krótkich można umieścić 3.000 kanałów telefonicznych, lub kilka tylko kanałów telewizyjnych, w zakresie zaś fal od 10 metrów do 3 centymetrów można umieścić 1.000.000 kanałów telefonicznych lub 1.500 telewizyjnych. W miarę podwyższania się wymagań w stosunku do łączności radiowej, dawna wada, ograniczony zasięg, stała się wielką zaletą, pozwalającą na wielokrotne wykorzystanie zakresu fal ultrakrótkich.

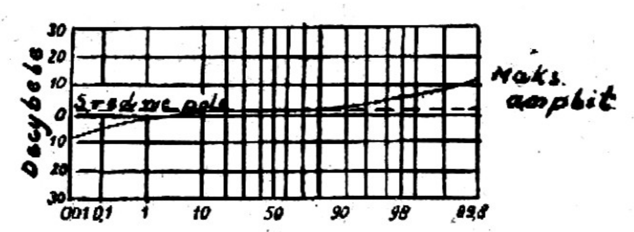
Ponadto w zakresie tym bardzo skutecznie można zwalczać zakłócenia zarówno atmosferyczne jak i pochodzenia przemysłowego. Zjawia się możliwość pomieszczenia w zakresie fal ultrakrótkich nieograniczonej praktycznie liczby kanałów dla łączności, o wyjątkowo wysokiej jakości.

Komunikacja na falach ultrakrótkich może być całkowicie odizolowana od niezbyt blisko znajdujących się źródeł zakłóceniowych, co posiada wielkie znaczenie dla obrony kraju.

Stosowanie anten kierunkowych nie tylko zaoszczędza moc nadajnika, ale też stwarza ponadto dodatkową obronę przed zakłóceniami. Typowymi źródłami zakłóceń dla fal ultrakrótkich są urządzenia zapłonowe silników samolotowych, samochodowych, traktorów itp. Doświadczenie pokazuje, że wystarczy odsunąć antenę odbiorczą na odległość rzędu 500 metrów od tych źródeł zakłóceń, by osłabić znakomicie ich szkodliwy wpływ. Oczywiście dla zapewnienia jakości i pewności komunikacji na falach ultrakrótkich, winny być przyjęte odpowiednie środki ostrożności.

Niepewność komunikacji na falach średnich i krótkich nie ma miejsca bynajmniej dla fal ultrakrótkich. Nie ma tu żadnego wpływu jonosfery, minimalne są tylko wpływy troposfery, tak że łączność na odległości 50 — 60 km nie ustępuje najlepszej łączności kablowej. Badania doświadczalne w Ameryce co do rozchodzenia się fal ultrakrótkich na odległości ok. 60 kilometrów (w zakresie widzialności bezpośredniej) pokazały, że zmiany natężenia pola sięgające 5 decybeli, zachodziły tylko w 0,1 proc. czasu doświadczeń przeprowadzanych w ciągu około dwóch lat.

Wykres ilustrujący odchylenia od średniej wartości pola, podany jest na rys. 3.



Procent czasu, w czasie którego pole jest mniejsze od wielkości wskazywanej rzędną.
Rys. 3
Wykres stykalności pola

Wszystkie trzy zasadnicze właściwości fal ultrakrótkich — możliwa olbrzymia ilość kanałów komunikacyjnych, separacja poszczególnych komunikacji między sobą i wielka stabilność — przyniosłyby tylko ograniczoną korzyść, gdyby było niemożliwe zrealizowanie łączności dalekosiężnej, niezbędnej dla przekazywania na duże odległości programów telewizyjnych, dla jednoczesnego przekazywania dużej ilości audycyj radiofonicznych, dla telefonii wielokrotnej. Obecnie jednak zagadnienie stworzenia dalekosiężnej komunikacji ultrakrótkofalowej można uważać za praktycznie rozwiązane, co niezmiernie zwiększa znaczenie tych fal.

Rozwój techniki fal ultrakrótkich.

Mimo wyjątkowych właściwości, zakres fal ultrakrótkich stosunkowo powoli znajdował zastosowanie praktyczne.

Rozpatrzymy w najbardziej ogólnych zarysach trudności, które należało pokonywać.

W pierwszych już badaniach nad falami ultrakrótkimi ujawnił się wielki wpływ pojemności pasożytniczych (między zwojami cewek itp.) oraz indukcyjności przewodów łączących i kondensatorów. Odgrywają także poważną rolę pojemność między elektrodami lampy i indukcyjność doprowadzeń do lamp; stała się jasną rola obwodów żarzenia, pochłaniających energię drgań elektromagnetycznych; okazało się niezbędne zrewidowanie takiego pojęcia jak „zwarcie“, „uziemienie“ itp. Pojawiły się układy z zastosowaniem linii, przeciwsobne, neutralizujące wpływ obwodów żarzenia. Zaczęto stosować strojenie obwodu katody; powstały pierwsze układy z uziemioną siatką.

Jednocześnie pojawiły się specjalne lampy trójelektrodowe dla fal ultrakrótkich, ze zmniejszonymi do możliwych granic rozmiarami elektrod i ze zmniejszonymi pojemnościami międzyelektrodowymi.

Z chwilą zlikwidowania roli bezwładności elektronów, poruszających się w lampie, nastąpił radykalny zwrot w konstrukcji lamp, który dał nowe sposoby wytwarzania fal decymetrowych i centymetrowych. Inercja (bezwładność) elektronów nie pozwala im na dostatecznie szybkie poruszanie się w przestrzeni międzyelektrodowej, wskutek czego przy bardzo wielkich częstotliwościach dochodzą one do anody z niewłaściwą fazą. Wywołuje to bądź zmniejszenie sprawności, bądź też doprowadzą do zerwania powstałych drgań.

Zwykłe zmniejszenie odległości międzyelektrodowych w lampie o kształcie żołędzia (ang. acorn) pozwala na otrzymywanie fal o długości 50 cm i nawet mniej, w innych zaś analogicznych lampach (Samuel, N.D. Dewiatkow) — na uzyskiwanie fal w całym zakresie decymetrowym. Jasne jest, że moce takich lamp są niewielkie i zakres ich stosowania ograniczony.

Drgania w triodzie, z polem hamującym, znane pod nazwą drgań Berkhausena (nieco później były one odkryte niezależnie przez S. J. Zilitiakiewicza) od dawna ściągały na siebie uwagę, obecnie są one mniej aktualne.

Znacznie większe rozpowszechnienie otrzymały lampy oparte na całkowicie nowej zasadzie działania, szczególnie „magnetrony“ i „klystrony“.

Linie rezonansowe.

Kabel koncentryczny (tzw. koaksjalny, t. j. współosiowy) i przewodniki rurowe (prowadnice falowe) stosuje się obecnie szeroko dla doprowadzeń antenowych i w aparaturze ultrakrótkofalowej nadawczej i odbiorczej, w charakterze elementów układu, np. jako obwody drgające (rezonansowe) z rozłożoną pojemnością i samoindukcją.

Wykorzystanie tego rodzaju linii wyprzedził długotrwały okres stosowania „zwykłych“ linii dwuprzewodowych (drutów Lechera). Lecz wskutek stosunkowo małej ich średnicy, opór dla prądów wysokiej częstotliwości jest bardzo duży. Toteż dobroć obwodu, utworzonego przez tego typu linię, jest mała.

W kablu koncentrycznym straty są znacznie mniejsze; powierzchnia przewodu zewnętrznego od strony wewnętrznej jest dużo większa niż w linii dwuprzewodowej. Tu jednak pewną rolę odgrywają straty w dielektryku izolatorów.

Straty w prowadnicach falowych (rurach) są jeszcze mniejsze, gdyż brak tu jakichkolwiek strat w dielektrykach.

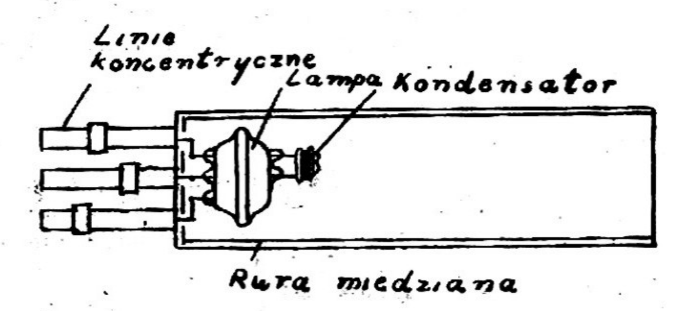
Z odcinków prowadnic falowych można stwarzać obwody drgające, posiadające wysoką dobroć nawet przy najwyższych częstotliwościach.

Obwody drgające złożone z linii koncentrycznych lub prowadnic falowych zwą się w ogólności rezonatorami przestrzennymi lub endowibratorami.

Stosowane one są również w aparaturze krótkofalowej w charakterze filtrów i różnego typu elementów dostrojczych.

Wytwarzanie drgań (generacja).

Na rys. 4 podana jest konstrukcja generatora drgań o częstotliwości 3000 megacykli (długość fali — 10 cm). Jest ona ciekawa z tego względu, że zastosowano w niej lampę trójelektrodową specjalnej konstrukcji ze wszystkimi trzema rodzajami linii: drutami Lechera, kablem koncentrycznym i prowadnicą falową. Podstawową częstotliwością generatora jest częstotliwość 1 500 megacykli: Dla wydzielenia drugiej harmonicznej (3 000 megacykli) stosuje się miedzianą prowadnicę falową. Podstawową właściwością prowadnic falowych jest to, że mogą rozchodzić się w nich tylko fale o długości mniejszej od pewnej długości fali (krytycznej), zależnej wyłącznie od poprzecznych wymiarów prowadnicy

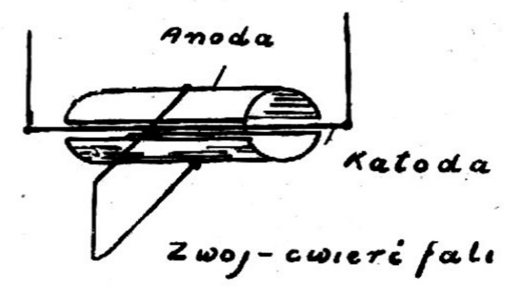


Rys. 4
Konstrukcja generatora 3000 megacykli z triodą

W rozpatrywanym generatorze drgań dzięki odpowiedniemu doborowi średnicy, prowadnica fal dobrze rozprowadza falę o długości 10 cm i jednocześnie odfiltrowuje falę o częstotliwości podstawowej (1500 megacykli). Dla lepszego odfiltrowania sama lampa umieszczona jest także wewnątrz prowadnicy falowej. Jedna para wyprowadzeń siatki i anody tej lampy zwarta jest kondensatorem i tworzy w ten sposób odcinek układu Lechera, nastrojonego przez pojemność lampy na częstotliwość podstawową. Do drugiej pary wyprowadzeń podłączony jest obwód w postaci linii koncentrycznej, strojonej przy pomocy przesuwnej klamry. Linie dostraja się na 1/4 lub 3/4 długości fali. Dla uniknięcia zbyt dużego pochłaniania energii drgań przez obwody żarzenia, są i w niej włączone także strojone linie koncentryczne.

W ostatnich latach znalazł szerokie zastosowanie nowy sposób generacji drgań przy pomocy magnetronów z rozdzieloną anodą.

W najprostszym przypadku magnetron z rozdzieloną anodą (rys. 5) składa się z dwóch półcylindrów, w środku których znajduje się włókno żarzenia. Przy pomocy stałego magnesu lub elektromagnesu wytwarzamy wewnątrz



Rys. 5
Prosty magnetron z rozciętą anodą

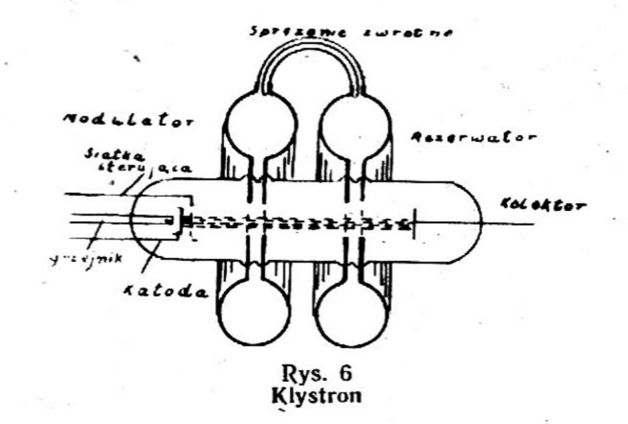
cylindra pole magnetyczne, którego linie sił skierowane są wzdłuż włókna żarzenia. Obie połówki anody połączone są uproszczonym obwodem. W tej chwili nie istnieje jeszcze **ogólnie przyjęta teoria działania magnetronów.**

W magnetronach elektrony zakrzywiają swe tory wokół katody pod wpływem pola magnetycznego i tworzą wirujący, objętościowy ładunek elektryczny w bezpośrednim sąsiedztwie anody. Wskutek tego odpada zagadnienie czasu przelotu elektronów od katody do anody, stanowiącego tak poważną przeszkodę w stosowaniu lamp z siatką sterującą.

Przy pomocy magnetronów otrzymuje się drgania bardzo wysokiej częstości (laboratoryjne magnetrony generują nawet fale o długości 6 milimetrów).

Drugim sposobem usunięcia szybkości wpływu bezwładności elektronów jest sposób „modulacji szybkości" w lampach typu oscylograficznego.

Na rys. 6 podana jest konstrukcja klystronu — jednej z najbardziej rozpowszechnionych lamp tego typu. Przy pomocy takiego samego układu jak w lampie oscylograficznej, wytwarza się wzdłuż osi lampy wiązka elektronów, lecących w kierunku „kolektora", odgrywającego rolę anody. Elektrony na swej drodze przechodzą poprzez pięć siatek: zwykłą siatkę sterującą, dwie siatki „modulatora"



Rys. 6
Klystron

i dwie siatki „rezonatora". Według terminologii anglosaskiej, siatki te zwą się „buncher" (wiążące) i „catcher" (łowiące).

W klystronie, podobnie jak w każdym generatorze elektronowym, energia źródła napięcia stałego, zostaje przetworzona przez przelatujące elektrony na energię drgającą w „rezonatorze".

Jeżeli na siatkę modulatora przyłożyć zmienne napięcie, to przelatujące przez te siatki elektrony, będą ulegać opóźnieniu lub przyspieszeniu, w zależności od fazy drgań. Na pewnej odległości od siatek modulatora bardziej szybkie elektrony dogonią te, które wcześniej wyleciały z katody, lecz są powolniejsze. W miejscu tym nastąpi zagęszczenie elektronów a przed nim rozrzedzenie.

Zagęszczenia elektronów przy przejściu pomiędzy siatkami rezonatora wzbudzają w nim drgania, o częstotliwości równej częstotliwości drgań w obwodzie modulatora. Gdy istnieje sprzężenie zwrotne, to drgania te mogą się samoczynnie podtrzymywać.

Jako obwody drgające, dla obwodów siatek modulatora i rezonatora klystronu, stosuje się obwody przestrzenne specjalnego kształtu, posiadające dużą dobroć, przy stosunkowo niewielkiej odległości między siatkami.

Przy stosowaniu układu refleksowego zbyteczne są dwa obwody drgające, gdyż funkcję modulatora i rezonatora spełnia jeden wspólny obwód.

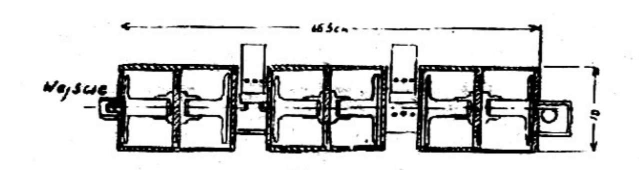
Według danych znajdujących się w literaturze, przy przyspieszającym napięciu 3000 v. klystron daje dla fali 10 cm moc rzędu 10 watów.

Wzmocnienie.

Klystron może być stosowany w charakterze modulatora i w charakterze wzmacniacza.

Jeden stopień wzmocnienia z klystronem, przy częstości 3000 megacykli, daje dwudziestokrotne wzmocnienie napięcia. Dla niższych częstości uzyskuje się dostatecznie efektywne wzmocnienie i z lampami zwykłymi, z ujemnie spolaryzowaną siatką.

Specjalna konstrukcja lamp zapewnia dla bardzo wielkich częstotliwości dostatecznie duży opór wejściowy i dobre wzmocnienie.



Rys. 7
Wzmacniacz dwustopniowy — 170 megacykli

Dla przykładu podajemy wzmacniacz dwustopniowy na częstotliwość 170 megacykli, o całkowitym wzmocnieniu napięciowym dochodzącym do 300 (rys. 7). Filtry wstęgowe, włączone w obwody anod i siatek lamp, utworzone są ze zwartych na krótko odcinków linii koncentrycznej i stanowią sprzężone ze sobą układy drgające.

Lepsze jeszcze wyniki otrzymuje się przy stosowaniu układów przeciwsobnych (znacznie podwyższających stabilność) zwłaszcza z podwójnymi lampami ultrakrótkofalowymi, gdzie we wspólnej bańce znajdują się oba układy elektrod.

W Z.S.R.R. podwójne pentody dla fal ultrakrótkich opracował S. A. Zusmanowskij.

Według danych znajdujących się w literaturze niektóre typy podwójnych pentod dają wzmocnienie napięciowe czterdziestokrotne dla fali 1-metrowej.

Duże nadzieje wiąże się obecnie z nowym sposobem wzmocnienia bardzo wysokich częstotliwości, przy pomocy lampy trójelektrodowej z siatką uziemioną.

Interesującą konstrukcję takiej lampy dali N. D. Dieniatkow, M. D. Guzewicz i W. K. Chochłow.

Tłumaczył **dr. A. B.**

(d. c. n.)

Przegląd zagadnień w budowie odbiorników

(dokończenie)

VIII. ZASILANIE.

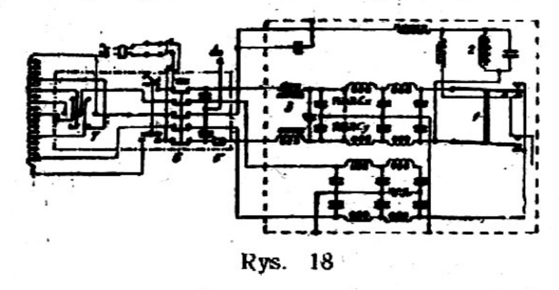
Pod względem zasilania rozróżniamy odbiorniki bateryjne oraz zasilane z sieci oświetleniowej (sieciowe).

Odbiorniki radiofoniczne są przeważnie zasilane z sieci prądu zmiennego lub stałego, wyjątkowo zaś z baterii. Do niedawna jeszcze sieć elektryczna prądu stałego i sieć elektryczna prądu zmiennego wymagały innych typów lamp. Obecnie istnieją lampy uniwersalne (na prąd stały i zmienny). Lampy te posiadają jednak następujące wady:

a) stosując transformator dla sieci prądu zmiennego otrzymuje się większy przydźwięk sieci w głośniku.

b) dla sieci prądu stałego nie ma możności dobrania napięcia anodowego, przez co moc akustyczna odbiornika jest mniejsza.

Z powyższych względów wprowadzenie lamp uniwersalnych nie usunęło lamp na prąd zmienny; około 80 proc. odbiorników posiada obecnie lampy na prąd zmienny, około 20 proc. — lampy uniwersalne. Niektóre typy odbiorników na prąd zmienny posiadają dodatkowo przemienniki z prądu stałego na prąd zmienny, co umożliwia korzystanie z sieci prądu stałego. Rozwiązanie takie zdaje się całkowicie rozwiązywać zagadnienie jednolitego wyposażenia odbiorników pod względem zasilania. Na przeszkodzie szerszego zastosowania tego rozwiązania stoi wysoki koszt przemienników (Rys. 18 podaje schemat takiego przemiennika).



Rys. 18

W odbiornikach na prąd zmienny zasilanie składa się z:

1. transformatora sieciowego z zaczepami po stronie pierwotnej na najczęściej spotykane napięcia sieci. Transformator ten po stronie wtórnej posiada uzwojenie dla napięcia anodowego oraz dla żarzenia.

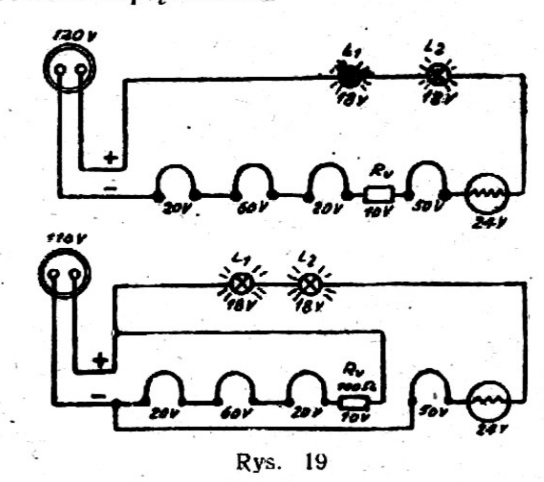
2. lampy prostowniczej jedno lub dwuanodowej:

3. filtru wygładzającego napięcie, rozpoczynającego się od kondensatora. Filtr składa się z dławików, kondensatorów, oporów. W odbiornikach z głośnikami elektrodynamicznymi, wzbudzenie głośnika użyte jest jako dławik filtru. Kondensatory są przeważnie stosowane elektrolityczne.

Zasilanie w mniejszych odbiornikach na lampy uniwersalne (na prąd stały i zmienny) składa się z obwodu żarzenia, lampy prostowniczej oraz filtru.

Obwód żarzenia posiada opornik z zaczepami na najczęściej używane napięcie sieci.

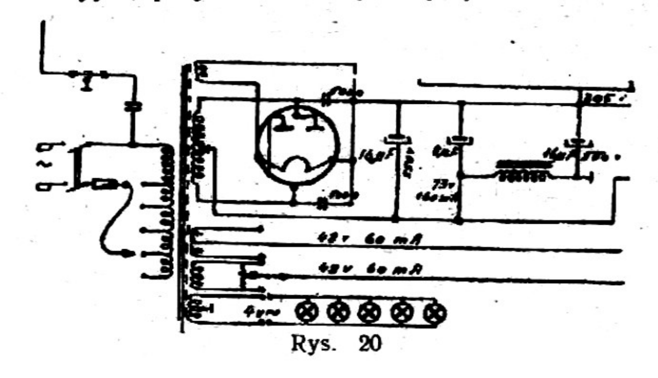
W większych odbiornikach na lampy uniwersalne wbudowany jest transformator z zaczepami na stosowane napięcia sieci.



Rys. 19

Rysunek 20 podaje układ prostowniczy dużej superheterodyny, rysunek 19 — sposób łączenia do sieci katod lamp uniwersalnych.

Główną zaletą zasilania z sieci jest jego prostota i mniejsze koszty eksploatacji, wadą zaś—przeszkody w odbiorze, pochodzące z sieci. Zasilanie bateryjne, przy bateriach pracujących bez zarzu-



Rys. 20

tu, daje odbiór czysty, jest jednak bardziej skomplikowane i droższe w eksploatacji.

Z istniejących rodzajów zasilania sieciowego (na prąd stały, na prąd zmienny, z lampami uniwersalnymi na prąd stały i zmienny) najkorzystniejsze ze względu na osiągalną moc wyjściową oraz poziom szumów jest zasilanie na prąd zmienny. Istota tej przewagi polega na możności otrzymania za pomocą transformatora odpowiednich napięć z niewielkimi stratami, co jest niemożliwe przy zasilaniu z sieci prądu stałego. Zmiana napięcia za pomocą transformatora daje możność użycia na żarzenie niskich napięć (rzędu 4 do 6,3 V). Przez uziemienie punktu środkowego uzwojenia żarzenia, napięcia końców włókna w stosunku do punktu zerowego są niewielkie i wobec tego przydźwięk sieci jest nieznaczny. Poza tym przez stosowanie oddzielnych uzwojeń można żarzyć lampy oddzielnie, co jest szczególnie wskazane dla zmniejszenia przydźwięku w bezpośrednio żarzonych włóknach lamp wyjściowych lub stopni przeciwsobnych.

Wreszcie transformator pozwala na podnoszenie napięcia ponad wartość napięcia sieci, co daje zwiększenie mocy i zmniejszenie zniekształceń odbioru.

W lampach uniwersalnych, tak jak i w lampach na prąd stały, włókna są łączone szeregowo w jeden lub dwa obwody równoległe. Poza opornikami z zaczepami, stosowane są automatyczne regulatory stałości prądu, które również ograniczają prąd włączenia. Lampy uniwersalne wymagają szeregowego łączenia włókna żarzenia a więc i wyższych napięć żarzenia, niż lampy na prąd zmienny, co zwiększa napięcia końców włókien względem punktu zerowego a więc i niebezpieczeństwo przydźwięku. Odbiorniki z lampami uniwersalnymi wymagają więc takiego prowadzenia przewodów, by nie powiększyć szkodliwych pojemności sprzęgających, które w samych lampach są znikomo małe.

Poza tym niezbędne jest właściwe uszeregowanie włókien (patrz rys. 19). W odbiornikach z lampami uniwersalnymi bez transformatora osiągalne napięcie anodowe jest mniejsze od napięcia sieci o spadek napięcia w filtrze, co daje zmniejszenie mocy szczególnie przy napięciu sieci 110 wolt. W wykonaniu z transformatorem dla sieci prądu zmiennego napięcia mogą być odpowiednio przystosowane.

Dostateczne wygładzenie napięć anodowych i siatkowych, zarówno w lampach na prąd zmienny jak i uniwersalnych jest zagadnieniem kosztów. Stosowanie dużych pojemności pozwala stosować filtry oporowo - pojemnościowe, nie ustępujące filtrom dławikowo - pojemnościowym (patrz rysunek 20).

Ujemne napięcia siatkowe w małych odbiornikach otrzymuje się z części sieciowej z odpowiednich zaczepów z dodatkowym dobrym wyfiltrowaniem. W odbiornikach większych napięcia siatkowe otrzymuje się ze spadków napięcia, wywołanych przez przepływ prądu anodowego przez odpowiednie opory.

Pobór mocy dla odbiorników, zasilanych z sieci prądu zmiennego, wynosi od 30 watów do 100 zależnie od wielkości odbiornika.

Pobór mocy w odbiornikach z lampami uniwersalnymi przy sieci 110 wolt wynosi przeważnie około 20 watów, gdyż głośniki posiadają w nich magnesy stałe.

Mniejsze i średnie odbiorniki wykonywane są w układzie oszczędnościowym co do mocy pobieranej z sieci.

Oszczędność w poborze mocy wynosi w nich około 35%. Układ oszczędnościowy stosuje się przede wszystkim dla odbioru stacji lokalnych. W odbiornikach samochodowych napięcie żarzenia otrzymuje się z akumulatora 6 V do 12 V, zaś napięcie anodowe — przez zmianę napięcia akumulatora na napięcie zmienne za pomocą przemiennika, przetrasformowanie tego napięcia oraz jego wyprostowanie.

W nowych wykonaniach zarówno przemiana jak i wyprostowanie napięcia przeprowadzane jest na drodze mechanicznej.

IX. SZUMY WŁASNE JAKO GRANICA MOŻLIWOŚCI ODBIORU.

Sygnały, otrzymywane na wyjściu odbiornika, winny mieć napięcia odpowiednio wyższe od napięć przeszkód, by zapewnić wymaganą dobroć odbioru.

Wymagania, stawiane pod tym względem są nie tylko różne dla różnych rodzajów łączności, lecz również są zmienne w zakresie jednej i tej samej służby. Na przykład dla telefonii transoceanicznej w zależności od stosunku napięć sygnału użytecznego do napięć szumów odbiór jest kwalifikowany jak następuje:

1 : 1 — niezrozumiały
1 ÷ 1,7 : 1 — słyszalny, rozmowa niemożliwa
2 ÷ 2,5 : 1 — wiele powtórzeń
2,8 ÷ 8,5 : 1 — służbowy
8,5 ÷ 80 :1 — wystarczający do rozmów
80 ÷ 250 : 1 — dobry
większy od 250 :1 — bardzo dobry

Przy odbiorze znaków Morse'a na słuchawki stosunek 1 : 1 uważany jest za odbiór zrozumiały, zaś dla telefonii za zrozumiały uważany jest odbiór przy stosunku sygnału do przeszkód jak 10:1.

Należy zaznaczyć, że przy takim stosunku sygnału do przeszkód, odbiór jest zależny od rodzaju przeszkód i doświadczenia operatora. Wyjściowe napięcie niskiej częstotliwości odbiornika jest proporcjonalne do mE lub mE^2 zależnie od rodzaju detekcji, gdzie m-głębokość modulacji, E-napięcie wejściowe wysokiej częstotliwości. Stosunek sygnału użytecznego do sygnału przeszkód jest równy

$$\frac{m_{uż.} \cdot E_{uż.}}{m_{prz.} \cdot E_{prz.}} \quad \text{lub} \quad \frac{m_{uż} \cdot E^2_{uż.}}{m_{prz.} \cdot E^2_{prz.}}$$

Niezbędny stosunek $\frac{\text{napięcie zmienne użyt.}}{\text{napięcie przeszkód}}$ na wejściu odbiornika zależy więc od fali nośnej i m-głębokości modulacji, odbieranej stacji oraz od przeszkód.

Należy poza tym brać pod uwagę, że przeszkody należy traktować jako 100% wymodulowane, podczas gdy średnia głębokość modulacji sygnału użytecznego w odbiornikach radiofonicznych wynosi około 30%.

Stosunek napięcia niezbędnego na wejściu do napięcia przeszkód daje tabela:

	Detekcja prostoliniowa			Detekcja kwadrat.		
	Telegraf	Telefon handlow.	R-fonia	Telegraf	Telefon handlow.	R-fonia
$\frac{\text{napięcie użyt.}}{\text{napięcie przesz.}}$	$\frac{30}{1} \div \frac{3}{1}$	$\frac{20}{1}$	$\frac{90}{1} \div \frac{600}{1}$	$\frac{1.7}{1} \div \frac{4.5}{1}$	$\frac{4.5}{1}$	$\frac{10}{1} \div \frac{25}{1}$

Średnio dla radiofonii jest wymagane 300:1.

Do przeszkód powstających w samych odbiornikach należy zaliczyć szumy w oporach oraz szumy lamp.

Moc szumów w oporach przy temperaturze pokojowej jest równa

$1{,}6 \cdot 10^{-20}$ wat na każdy okres przenoszonej wstęgi o szerokości B okr/sek.

Napięcie szumów do końca oporu Rr jest więc równe

$$Er = \sqrt{1.6 \cdot 10^{-20} \cdot B \cdot Rr}$$

Tego rodzaju napięcie dają nie tylko skupione opory omowe, lecz również i opory zastępcze w obwodach strojonych, gdzie jako Rr należy brać wyrażenie

$$\frac{L}{CR}$$

Przeciętne wartości tego Rr wynoszą:

1. w zakresie średnio i długofalowym
   a) dla pojedyńczych obwodów strojonych od 100000 do 200000 omów
   b) dla filtrów wstęgowych od 50000 do 100000 omów
2. w zakresie krótkofalowych od 5000 do 10000 omów

Napięcia szumów lamp przedstawione są jako opory załączone na siatkę lampy idealnej, nie dającej szumów. Opór szumów lampy trójelektrodowej jest równy

$$Rr = 2.10^4 \, Fa^2 \cdot \frac{Ja}{S^2} \quad \text{gdzie}$$

Fa - spółczynnik równy 0.05 1

Ia w miliamperach

S w $\frac{mA}{V}$

W lampach o zmienym S opór szumów zmienia się w zależności od siły przychodzącego sygnału. Mimo wzrostu oporu szumów wraz ze wzrostem siły sygnału stosunek siły sygnału do siły przeszkód staje się korzystniejszy przy wzroście siły sygnału.

Równoważny opór szumów wynosi:

dla triod 100 omów

dla pentod 5000 — 20000 omów

dla lamp mieszających 50000 — 100000 omów

Dla lamp mieszających równoważny opór szumów jest bardzo uzależniony od amplitudy nakładanej z oscylatora.

Wypadkowy opór szumów otrzymuje się przez podsumowanie poszczególnych oporów szumów.

Ze względu na duże wzmocnienie największą rolę odgrywają szumy w pierwszym stopniu.

Opory szumów stopni dalszych są odnoszone do siatki pierwszej lampy, zmniejszone w stosunku kwadratów wzmocnień w odniesieniu do pierwszego stopnia. Co do szerokości przenoszonej wstęgi należy uwzględnić, że dla 1-go stopnia jest ona większa niż dla całości odbiornika. Zakładając szerokość wstęgi modulacyjnej 10000 okr/sek $\pm$ 5000 okr/sek otrzymuje się następujące opory szumów i napięcia szumów na siatce stopnia wejściowego:

a) w zakresie radiofonicznym:

obwód wejściowy + stopień mieszający.

$$(100000 + 60000)\,\Omega \quad E_r = 5\ \mu V$$

obwód wejściowy + stopień wys. czest.

$$(100000 + 15000)\,\Omega \quad E_r = 4.2\ \mu V$$

obwód wejściowy + stopień wys. czest. o małych szumach.

$$(100000 + 2500)\,\Omega \quad E_r = 4\ \mu V$$

filtr wstęgowy + lampa mieszaj.

$$(50000 + 60000)\,\Omega \quad E_r = 4.1\ \mu V$$

filtr wstęgowy + stop. wys. częst.

$$(50000 + 2500)\,\Omega \quad E_r = 2.85\ \mu V$$

b) w zakresie krótkofalowym:

obwód wejściowy + stopień mieszający

$$(10000 + 60000)\,\Omega \quad E_r = 3.4\ \mu V$$

obwód wejściowy + stopień wys. częst. o małych szumach

$$(10000 + 2500)\,\Omega \quad E_r = 1.4\ \mu V$$

Jak widać z liczb, użycie pentody o małych szumach w zakresie radiofonicznym nie daje znacznego zmniejszenia szumów jak to ma miejsce dla zakresu krótkofalowego, gdyż napięcia szumów w zakresie radiofonicznym spowodowane są głównie przez szumy obwodów.

Przy porównaniu układów „obwód wyjściowy plus stopień wysokiej częstotliwości" i „filtr wstęgowy plus stopień mieszający", gdzie pozornie stopień wysokiej częstotliwości o małych szumach nie daje zmniejszenia szumów, należy wziąć pod uwagę, że w stopniu wysokiej częstotliwości przekładnia napięciowa jest około 2 razy większa niż dla filtru wstęgowego, a więc przy tym

samym napięciu w antenie napięcie na siatce stopnia wysokiej częstotliwości będzie dwukrotnie większe a stosunek mocy użytecznej do mocy szumów — korzystniejszy.

Dla układów przeważnie stosowanych należy się średnio liczyć z napięciem szumów 1, 5 μV w odniesieniu do anteny, zaś na siatce pierwszej lampy — 5 μV przy przekładni 1:3.

Ze względu na dużą rozpiętość napięcia szumów do napięcia użytecznego trudno jest dokładnie podać napięcie niezbędne dla odbioru. Średnio stosunek ten przyjmuje się równy 1:300, skąd minimalne napięcie w antenie musi wynosić około 450μ V.

W zakresie krótkofalowym napięcia szumów znacznie spadają przy użyciu stopni wzmocnienia wysokiej częstotliwości o małych szumach. Przy przekładni 1:2 napięcia szumów w odniesieniu do anteny wynoszą 1.7 μV ÷ 0.7 μV

W tych warunkach dla odbioru bez szumów przy stosunku

$$\frac{\text{napięcie użyteczne}}{\text{napięcie szumów}} = \frac{300}{1}$$

niezbędne jest napięcie antenowe 500 μV dla „obwodu plus stopień mieszający" oraz 200 μV dla „obwodu plus stopień wys. częstotliwości".

Szumy częstokroć występują dopiero w obecności fali nośnej wysokiej częstotliwości, względnie są wówczas znacznie wzmacniane.

Napięcia szumów mogą być ujęte liczbowo w % modulacji fali nośnej m_r i zmierzone przez porównanie z napięciem tonu 400 okr/sek, dającym tę samą głębokość modulacji.

$$m_r = \frac{Er}{E_{\text{fali nośnej}}} \qquad Er = \sqrt{1.6 \cdot 10^{-10} \cdot B \cdot Rr}$$

$$\text{dla } B = \pm 5000 \ \frac{\text{okr.}}{\text{sek.}}$$

$$Er \cong 10^{-8} \sqrt{Rr}$$

$$\textbf{Skąd niezbędne } E_{\text{fali nośnej}} = \frac{10^{-8}\sqrt{Rr}}{m_r}$$

Z obserwacji szeregu odbiorników wynika, że $m = 0{,}1\%$ daje na wyjściu stosunek 300 : 1, a więc b. dobry odbiór; przy $m_r = 7\%$ stosunek siły sygnału na wyjściu do siły przeszkód wynosi 4:1 i odbiór jest niemożliwy.

Niedopuszczalną wartością graniczną jest więc

$$Rr \text{ z } E\text{f.n. dla } E_{\text{fali nośnej}} = \frac{10^{-6}\sqrt{Rr}}{7}$$

Przeciętna wartość dla fal średnich $Rr =$

$160000 \Omega \ E_{\text{f. n. siatki}} \backsim 60 \ \mu V;$

$E_{\text{f. n. anteny}} \backsim 20 \ \mu V$

Przeciętna wartość dla fal krótkich

$Rr = 12500 \ \Omega \ E_{\text{f. n. siatki}} \backsim 15 \ \mu V;$

$E_{\text{f. n. anteny}} \backsim 8 \ \mu V$

Dla zakresu radiofonicznego czułość odbiornika poniżej 20 μV jest więc zupełnie zbędną; dla fal krótkich granicą taką jest 8 μV Odbiorniki handlowe są przystosowane do większych czułości ze względu na mniejszą szerokość wstęgi.

W warunkach praktycznych wcześniej wpływają na odbiór szumy atmosferyczne i sieciowe niż wyżej opisane szumy własne odbiornika.

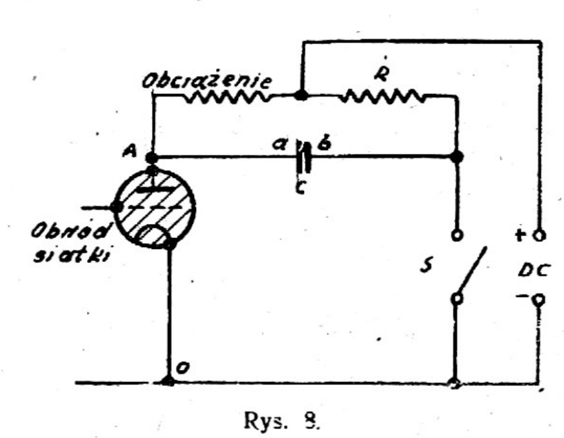
Thyratrony oraz ich zastosowanie w radiotechnice

(ciąg dalszy)

Przy przepływie prądu anodowego kondensator C jest przez opór R naładowany do napięcia, równego spadkowi napięcia na oporze obciążenia i okładzina b jest znacznie więcej dodatnia niż okładzina a.

Chcąc zgasić łuk, należy na siatkę dać napięcie ujemne dla zapobieżenia powtórnemu zapłonowi i połączyć punkt b za pomocą wyłącznika z katodą. Anoda otrzymuje wówczas duży potencjał ujemny i łuk gaśnie. Pojemność kondensatora C musi być dostatecznie wielka, by czas dejonizacji thyratronu był krótszy od czasu wyładowania i naładowania kondensatora w odwrotnym kierunku, co spowodowałoby znów przypływ prądu. Wyłącznik S można zastąpić przez drugi thyratron.

Zmieniając potencjał siatki tego thyratronu, powodujemy w nim zapłon a przez to zgaśnięcie łuku w thyratronie pierwszym. Analogicznie powodując zapłon w pierwszym thyratronie gasimy łuk w thyratronie drugim.



Rys. 8.

4. Zastosowanie thyratronów w radiotechnice.

Thyratrony znalazły szerokie zastosowanie w radiotechnice. Tabela I. podaje klasyfikację najczęściej spotykanych zastosowań.

Tabela I.

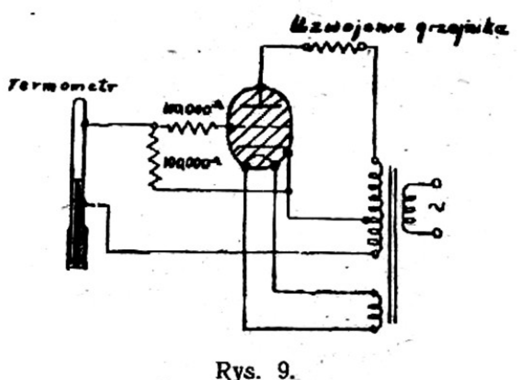
Grupa	Przykłady zastosowania
(4. 1) Przekaźniki — wzmocnienie mocy	(4.1.1.) Sterowanie z odległości
	(4.1.2) Kontrola temperatury
	(4.1.3.) Wzmocnienie dla komórki fotoelektrycznej
	(4.1.4.) Sterowanie kolejności włączania
	(4.1.5.) Woltomierz szczytowy, wskaźnik przemodulowania, przekaźnik przeciążeniowy.
	(4.1.6.) Częstościomierz
	(4.1.7.) Przekaźnik, wrażliwy na częstotliwość
	(4.1.8.) Wzmocnienie prądu stałego.
(4. 2) Wyłączniki — włączanie mocy	(4.2.1.) Wyłączniki elektronowe — nadawanie znaków Morse'a w nadajnikach, włączanie oscylografów katodowych
	(4.2.2.) Generatory drgań oraz impulsów — impulsy pojedyńcze i wielokrotne, o kształcie prostokątnym, impulsy o kształcie zaostrzonym, podstawy czasu do oscylografów katodowych i telewizji, dzielniki częstotliwości.
(4. 3) Regulowanie napięcia i prądu	(4.3.1.) Regulowanie napięcia wyjściowego generatorów
	(4.3.2.) Zasilanie silników prądu stałego z sieci prądu zmiennego
	(4.3.3) Sterowanie z odległości elementów dostrojeniowych, synchronizacja mechanizmów obrotowych.
	(4.3.4.) Regulowanie prądu zmiennego-kontrola prądu żarzenia
(4. 4) Urządzenia komutacyjne	(4.4.1.) Komutacja w silnikach, przemienniki z prądu stałego na prąd zmienny.
	(4.4.2.) Prostowniki.

4.1.1. Sterowanie z odległości

Thyratrony mogą być używane jako bezpośrednio działające przekaźniki do włączania i wyłączania. Dziedzina ta nie wymaga specjalnego omówienia poza wzmianką, że zasilanie anody prądem zmiennym jest bardziej pożądane, gdyż wtedy siatka odzyskuje za każdym okresem swą możność sterowania prądu anodowego. Napięcie sterujące siatki zmienia potencjał siatki od wartości ujemnej, większej niż napięcie krytyczne, do wartości zerowej lub dodatniej. Rysunek 9 daje przykład takiego sterowania. Termometr można zastąpić przez wyłącznik a w obwodzie anodowym dać wyłącznik lub przekaźnik.

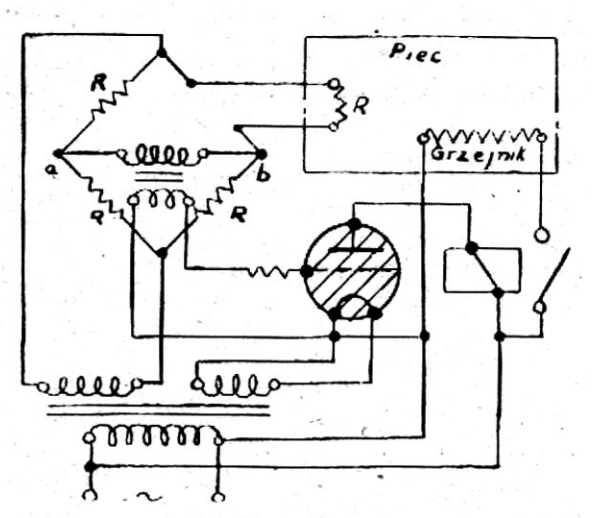
4.1.2. Kontrola temperatury

W małym grzejniku takim, na przykład jakie są używane w generatorach kwarcowych do utrzymania temperatury na jednakowym poziomie, prąd anodowy thyratronu wystarcza do podgrzania grzejnika. Termometr z kontaktami elektrycznymi steruje napięcie siatki, zmniejszając je do zera przy spadku temperatury i podnosząc je ponad wartość krytyczną przy wzroście temperatury ponad wartość normalną. Na rysunku 9 mamy taki prosty układ; dokładność kontroli zależy tu całkowicie od czułości termometru.



Rys. 9.
Kontrola temperatury.

Dla regulacji temperatur rzędu 800°C do 1200°C, z jakimi się spotykamy w piecach wodorowych lub próżniowych dla obróbki termicznej części lamp katodowych, jest wystarczająca dokładność rzędu 10°C i wówczas jest stosowany układ z rysunku 10.



Rys. 10.
Kontrola temperatury w piecu wodorowym.

W układzie tym termometr oporowy tworzy jedno ramię mostku Wheatstone'a, zrównoważonego dla temperatury pożądanej do utrzymania. Zmiana temperatury powoduje zmianę fazy napięcia na siatce oraz powstanie lub zanik prądu anodowego w thyratronie. Prąd ten oddziaływuje na wyłącznik, wyłączający prąd grzejniczy pieca. Stosując układy bardziej złożone można otrzymać nadzwyczaj dokładną kontrolę temperatury np. można utrzymać temperaturę oleju z dokładnością 0,005°C w ciągu wielu tygodni.

4.1.3. Wzmocnienie impulsów komórki fotoelektrycznej

Zastosowania w tym zakresie obejmują wszystkie gałęzie przemysłu i badań naukowych. W radiotechnice zastosowania nie są tak liczne, możliwości oraz sposoby w tej dziedzinie ilustrują podane poniżej przykłady.

a. Pomiar mocy w obciążeniu generatora lampowego

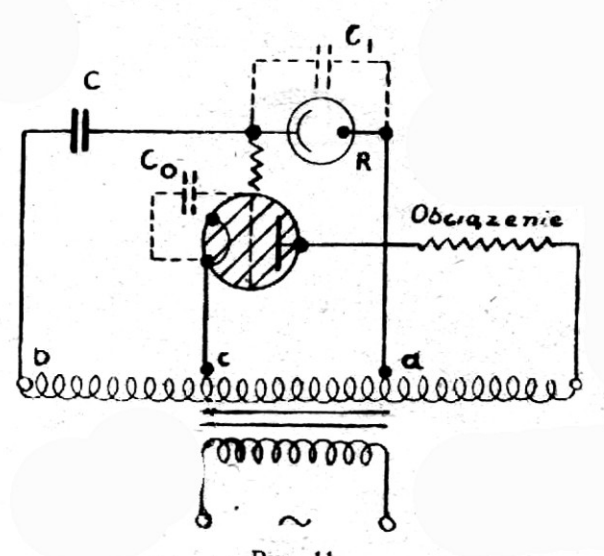
Prąd, jaki podaje komórka fotoelektryczna pod wpływem światła żarówek, przez które przepływa prąd szybkozmienny, jest mierzony za pomocą mikroamperomierza. Do żarówek tych doprowadzamy następnie napięcie stałe lub zmienne, takiej wielkości, by otrzymać tę samą wartość wychylenia mikroamperomierza. Doprowadzoną moc określamy za pomocą pomiaru przy użyciu woltomierza i amperomierza.

Ta sama zasada jest stosowana przy użyciu thyratronu w układzie z fotokomórką jak to jest podane na rysunku 11.

W swym układzie zasadniczym jest to schemat z rysunku 7a, gdzie zamiast oporu „R" mamy komórkę fotoelektryczną. Zmniejszenie oporu komórki, spowodowane przez wzrost naświetlania, wywołuje wzrost prądu anodowego thyratronu. Przyrząd pomiarowy, włączony w szereg z pewnym oporem obciążenia, może mieć zakres rzędu kilkuset miliamperów zamiast mikroamperów i może być mocniejszej budowy.

Pojemność C_1 na rysunku 11 jest sumą pojemności siatka-anoda oraz pojemności komórki fotoelektrycznej. Pojemność C_1 jest włączona równolegle do **R** i z tego względu pojemność **C** musi mieć wartość większą niż C_1, gdyż inaczej thyratron będzie przewodzić cały czas niezależnie od tego, czy komórka jest naświetlona czy też nie. Prąd anodowy thyratronu jest tym bardziej proporcjonalny do naświetlenia komórki im większe jest **C.** Aby móc zmniejszyć prąd thyratronu do zera, musimy mieć taką wartość pojemności C, która by zależność prądu thyratronu od naświetlania komórki miała praktycznie prostoliniową.

Dla nowoczesnych komórek napełnianych gazem wartość C winna wynosić 0,001 do 0,003 μ.



Rys. 11.
Układ do regulacji natężenia prądu w zależności od naświetlenia.

Zresztą przy metodzie porównawczej pomiaru zależność liniowa nie jest specjalnie konieczna, bo w obu pomiarach mamy jednakowe warunki.

b. Włączanie przy zmniejszeniu oświetlenia

W układzie 7b zastępujemy opór R przez fotokomórkę, dołączając jej anodę do punktu **g.** Przy naświetleniu fotokomórki napięcie na siatce thyratronu jest przesunięte o 180° w stosunku do napięcia anodowego i prąd przez thyratron nie płynie.

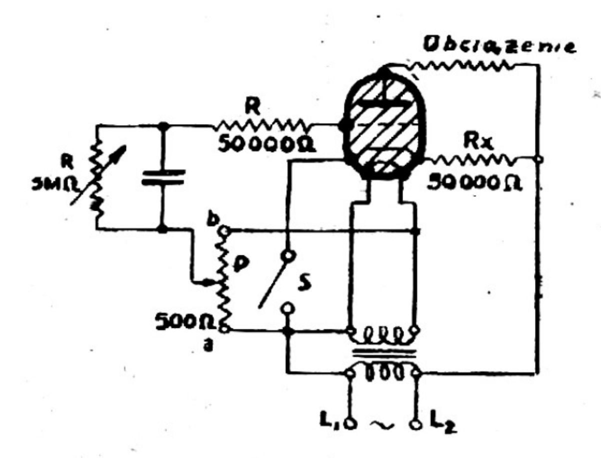
Przy zmniejszeniu naświetlenia fotokomórki poniżej pewnej wartości otrzymujemy taki wzrost oporu **R** fotokomórki, że faza napięcia na siatce jest dostatecznie opóźniona, by nastąpiło znagła przewodzenie thyratronu. Prąd anodowy

może uruchomić przekaźnik lub wyłącznik i włączyć odpowiednie urządzenie naprz. radiolatarnię morską.

To nagłe włączenie jest niezależnie od stosunku pomiędzy wartością C i wartością pojemności przypadkowych. Układ ten może być więc użyty do nagłego wyłączania zasilania nadajnika z chwilą przeskoku iskrowego na różkach odgromnikowych, przy chwilowym przeciążeniu, przy czym różki są kontrolowane przez fotokomórkę. Z chwilą, gdy łuk na rożkach zgaśnie przez thyratron znów przepłynie prąd i zasilanie nadajnika zostaje znów włączone.

4.1.4. Sterowanie kolejności włączania

Na rysunku 12 podany jest podstawowy schemat włączania z opóźnieniem .



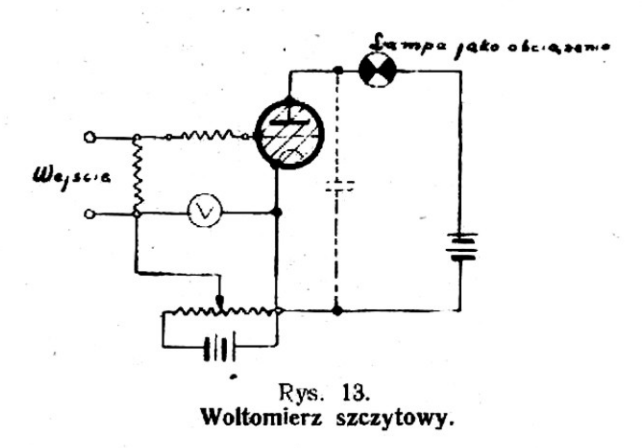
Rys. 12.
Układ do włączenia z opóźnieniem.

Czas trwania opóźnienia liczy się od momentu zamknięcia wyłącznika S i jego wielkość jest zależna od wartości **R** i **C** oraz od pozycji dzielnika napięcia **P.** Napięcie zmienne doprowadzone do L_1 L_2 przy dodatnich wartościach napięcia siatki daje przepływ prądu pomiędzy katodą i siatką przez opór **Rx**, w wyniku czego kondensator C otrzymuje ujemny ładunek.

Zamykając wyłącznik **S,** łączymy katodę z L_1 i pomiędzy siatką i katodą nie mamy już zmiennego potencjału. Istnieje wówczas pełne napięcie sieci pomiędzy anodą i katodą thyratronu. Ze względu na to, że siatka posiada potencjał ujemny z kondensatora **C,** prąd anodowy nie płynie do czasu rozładowania się **C** przez opór **R** do wartości napięcia siatki, pozwalającej na przeskok łuku w thyratronie. Łuk przez thyratron trwa, póki wyłącznik **S** nie zostanie otwarty i obwód anodowy przerwany. Odcinek czasu, po upływie którego możemy powtórzyć opóźnione włączenie, jest zależny od czasu ładowania kondensatora **C** i może być zmniejszony do paru okresów przez odpowiedni wybór wartości **C, R, Rx** i R_s. Dzielnik napięcia **P** jest włączony w ten sposób, że przy L_2 dodatnim, punkt **b** jest ujemny. A zatem ruch ślizgacza w kierunku **b** zwiększa ujemną składową zmiennego napięcia siatki i kondensator **C** musi być rozładowany od niższego napięcia, nim siatka osiągnie potencjał krytyczny. Ruch ślizgacza w kierunku **b** zwiększa więc czas opóźnienia włączenia.

4.1.5. Woltomierz szczytowy

Schemat woltomierza szczytowego z zastosowaniem thyratronu (Rys. 13) jest podobny do schematu przy użyciu lampy wysokopróżniowej.



Rys. 13.
Woltomierz szczytowy.

Wartość szczytowa mierzonego napięcia jest wielkością pośrednią pomiędzy wartością napięcia **V,** przerywającą przepływ prądu anodowego, a wartością krytyczną napięcia siatki bez przyłożonego napięcia mierzonego. W odróżnieniu od woltomierzy szczytowych z lampami wysokopróżniowymi w układzie thyratronowym prąd anodowy nie spada do zera, gdy mierzone napięcie jest niższe od napięcia wskazywanego przez woltomierz **V,** ani też nie osiąga pełnej wartości po przekroczeniu tej granicy, gdyż wielkość prądu anodowego jest zależna od obciążenia w anodzie. Wskaźnikiem, że thyratron zaczął przewodzić jest zmiana jarzenia thyratronu, względnie żarówka, użyta w anodowym obwodzie jako obciążenie. Stosując jako napięcie anodowe, napięcie prądu stałego, otrzymujemy stały przepływ prądu, póki obwód anodowy nie zostanie przerwany. Niedogodność powyższą można usunąć przez dołączenie kondensatora (kropkowana część schematu z rysunku 13).

Z chwilą, gdy pod wpływem impulsów na siatce thyratron zaczyna przewodzić, kondensator rozładowywuje się przez thyratron.

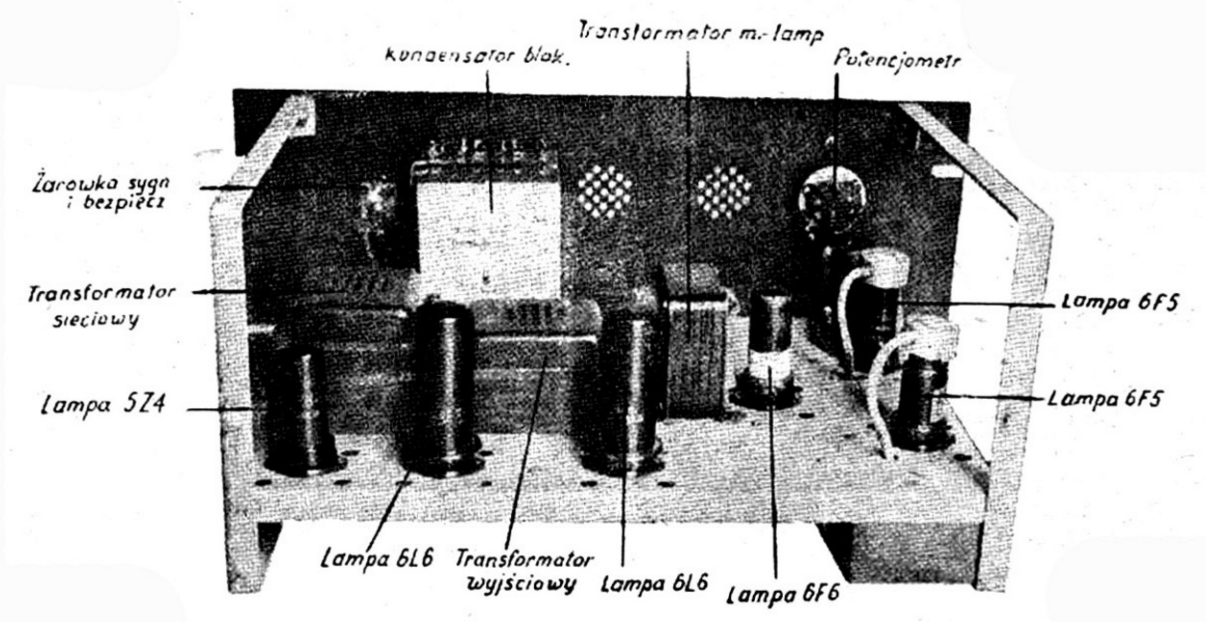
W słuchawce telefonicznej, włączonej w doprowadzenie od ujemnego bieguna baterii anodowej do katody, każdemu wyładowaniu kondensatora odpowiadać będzie puknięcie.

Początek przewodzenia thyratronu daje w słuchawce słabe puknięcie — przesuwając potencjometr siatki, mamy w słuchawkach ciszę, następnie słabe puknięcie, po czym następuje znagła brzęczenie. Za pomocą słuchawki możemy określić krytyczny potencjał siatki w obecności napięcia mierzonego i bez napięcia mierzonego, nie wyłączając napięcia anodowego.

(d. c. n.)

Inż. Klimczewski Cz.

Wzmacniacz sieciowy 20 watowy

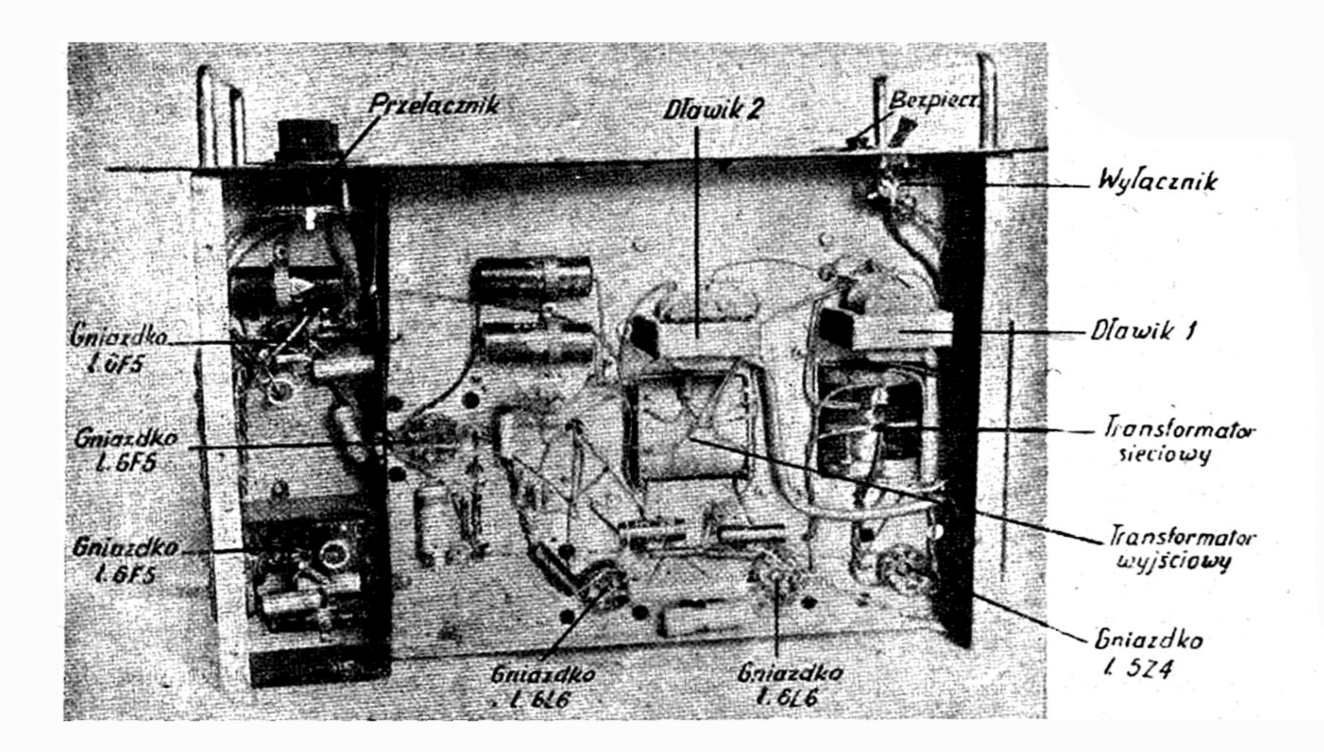


Zdjęcie wzmacniacza od tyłu.

Na życzenie naszych Czytelników podajemy schemat ideowy oraz montażowy wraz z opisem wzmacniacza mocy niskiej częstotliwości, Wzmacniacz ten może służyć do zasilania 2-ch głośników 10 watowych lub większej ilości głośników o mniejszej mocy. Aby wzmacniacz pracował prawidłowo i bez zniekształceń suma mocy pobranej przez te głośniki nie może jednak przekraczać 20 wat. Wzmacniacz ten dzięki różnym możliwościom stosowany jest dla udźwiękowienia placów, ślizgawek, stoisk, dworców kolejowych, ogrodów i t. p.

Posiada on pięć wejść, do których podłączamy się zależnie od okoliczności. Możemy wzmacniać mowę żywą i muzykę, włączając na odpowiednie zaciski „mikrofon pojemnościowy" lub „węglowy". Możemy wzmacniać muzykę z płyt patefonowych, włączając do wzmacniacza „adapter" jak również audycje z odbiorników radiowych oraz różnego rodzaju transmisje podawane przez linię telefoniczną. W celu łatwiejszego montażu poza schematem ideowym podajemy schematy montażowe, jak również fotografie wykonanego wzmacniacza oraz krótki opis jego pracy.

Wzmacniacz nasz składa się ogółem z 5 lamp wzmacniających i 1-ej prostowniczej. Pierwsze trzy lampy pracują w układzie oporowo - pojemnościowym niskiej częstotliwości, przy czym pierwsza z nich służy do wzmocnienia przekazywanych sygnałów z mikrofonu pojemnościowego lub z innego, zainstalowanego daleko od wzmacniacza, wskutek czego następuje osłabienie sygnału. Po wzmocnieniu w pierwszym członie na anodzie lampy 6F5, kierowany on jest dalej na dwustopniowy wzmacniacz oporowo - pojemnościowy niskiej częstotliwości, pracujący na lampach 6F5 i 6F6, a potem na wzmacniacz mocy w układzie „push — pull" (przeciwsobnym) w klasie AB_1. Sprzężenie wzmacniacza mocy z ostatnim członem niskiej częstotliwości jest transformatorowe. Wzmacniacz mocy pracuje na dwóch lampach 6L6. Wyjście jest również transformatorowe i dostosowane dla różnych napięć, czyli dla różnych typów głośników i różnych warunków pracy. Jeżeli głośniki pracują równolegle to należy łączyć je tak, aby odpowiednie zaciski głośników były połączone z odpowiednimi zaciskami transformatora wyjściowego, czyli aby zachować dopasowanie ich do pracy wzmacniacza. Każdy głośnik o większej mocy posiada transformator, na którym są końcówki do odpowiedniego podłączenia.



W przypadku wzmocnienia z adaptera, z linii, odbiornika lub mikrofonu węglowego (podłączamy go przez odpowiedni transformatorek, który wraz z bateryjką jest zwykle zmontowany razem z mikrofonem), dajemy wejście na drugą lampę 6F5, przełączając odpowiednio przełącznikiem. Sygnały, które w tym przypadku są silniejsze, wystarczą do wysterowania tej lampy, a zatem i całego wzmacniacza. Dla regulacji siły głosu stosujemy w obwodzie siatkowym drugiej lampy potencjometr logarytmiczny o oporze 0,5 M Ω podłączony przez kondensator stały o pojemności 40.000 pF na siatkę drugiej lampy 6F5 oraz na jej opór upływowy rzędu **0,5 MΩ**. Wartości części użytych do budowy wzmacniacza są tak dobrane, aby wzmaczniacz pracował czysto bez zniekształceń wydając maximum mocy. Zasilanie odbiornika odbywa się przy pomocy prądu zmiennego. W tym celu wbudowany został prostownik składający się z transformatora sieciowego, przystosowanego na napięcia 120 i 220 volt, lampy prostowniczej typu 5Z4 i filtru wygładzającego pulsujące napięcie stałe. Od dobroci filtru zależy wielkość przydźwięku prądu zmiennego.

Dane techniczne dla dławików i transformatorów w naszym wzmacniaczu podajemy poniżej w celu łatwiejszego ich wykonania.

Od dobroci i jakości ich wykonania zależy dobroć pracy wzmacniacza. Pamiętać należy, że wymiary rdzenia nie mogą być mniejsze od podanych. Blaszki rdzenia muszą być mocno ściśnięte, aby podczas pracy nie „grały". Również uzwojenia transformatorowe muszą być mocno nawinięte i odpowiednio warstwy od siebie izolowane. Pojemności kondensatorów elektrolitycznych w filtrze wygładzającym napięcie mogą być większe, nigdy mniejsze, lecz trzeba pamiętać, że napięcie pracy, podobnie jak przebicia, nie może być mniejsze od 450/500 volt, gdyż można się narazić na szybkie ich uszkodzenie, szczególnie pierwszego po lampie prostowniczej, w chwili włączenia napięcia.

Dla sprawdzenia, czy wzmacniacz jest pod prądem, służy lampa kontrolna umieszczona w obwodzie żarzenia lamp wzmacniacza.

Z rysunków montażowych, fotografii oraz dokładnego spisu części użytych do budowy wzmacniacza zainteresowani Czytelnicy zorientują się dokładnie w montażu t. j. w rozstawieniu użytego sprzętu i połączeń między nimi. Do wzmacniacza zostały zastosowane lampy typu amerykańskiego, ze względu na łatwość ich nabycia, oraz na niższy koszt w stosunku do ogólnie używanych w aparatach radiowych.

Spis części i dane techniczne

Rodzaj transformatora	I przekrój rdzenia w mm	Uzwojenie pierwotne	Uzwojenie wtórne	Średnica drutu w mm
Sieciowy	35 X 50	410 zw. + 335 zw. — — (na 110 V—410 zw.) (na 220 V – 745 zw.)	— — 2 X 1260 zw. 18 zw. 2 X 11 zw.	0,6 0,45 0,12 1,0 1,0
Wyjściowy	35 X 35	2 X 1780 zw. — — — —	— 252 zw. 252 zw. 504 zw. 1000 zw.	0,2 0,6 0,4 0,3 0.2
Międzylampowy	35 X 45	4500 zw. —	— 2 X 6750 zw.	0,15 0,09
Liniowy (linia telef.)	17 X 18	3000 zw. —	— 3000 zw.	0,15 0.15
Dławik 1 — 10 H	17 X 18	4000 zw.	—	0,2
Dławik 1I — 20 H.	17 X 18	10000 zw.	—	0,1

W podanych dławikach szczelina powietrzna wynosi 0, 1 mm.

Opory:

70Ω — 2 szt. — 1 wat.		0,05 MΩ — 7 szt. — 1 wat.	
125Ω — 1 „ — 8 „		0,1 MΩ — 4 „ — 0,5 „	
600Ω — 1 „ — 1 „		0,2 MΩ — 3 „ — 1 „	
1000Ω — 1 „ — 1 „		0,5 MΩ — 2 „ — 1 „	
2000Ω — 2 „ — 1 „	potencj.	1,0 MΩ — 1 „	

kondensatory:

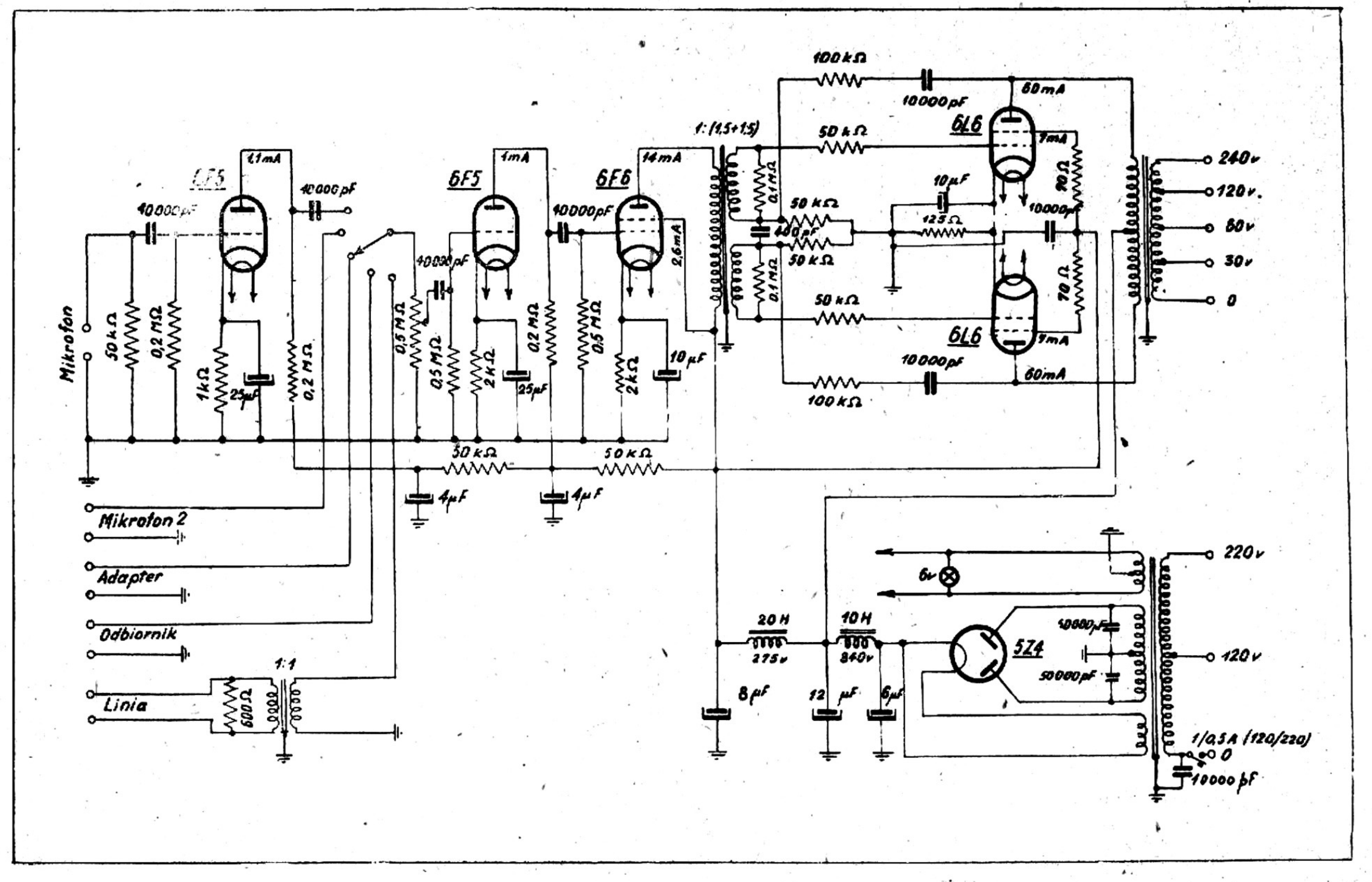
400 pF — 1 szt. — 250/750 v.	8 μF — 1 szt. — 350/385 v.
10000 „ — 3 „ — 500/5000 v.	10 „ — 2 „ — 63/70 v.
40000 „ — 4 „ — 150/450 v.	12 „ — 1 „ — 350/1250 v.
4 μF — 2 „ — 350/385 v.	25 „ — 2 „ — 6/8 v.
6 „ — 1 „ — 350/1250 v.	

lampy radiowe: typ amerykański
6F5 2 szt.
6F6 1 „
6L6 2 „
5Z4 1 „

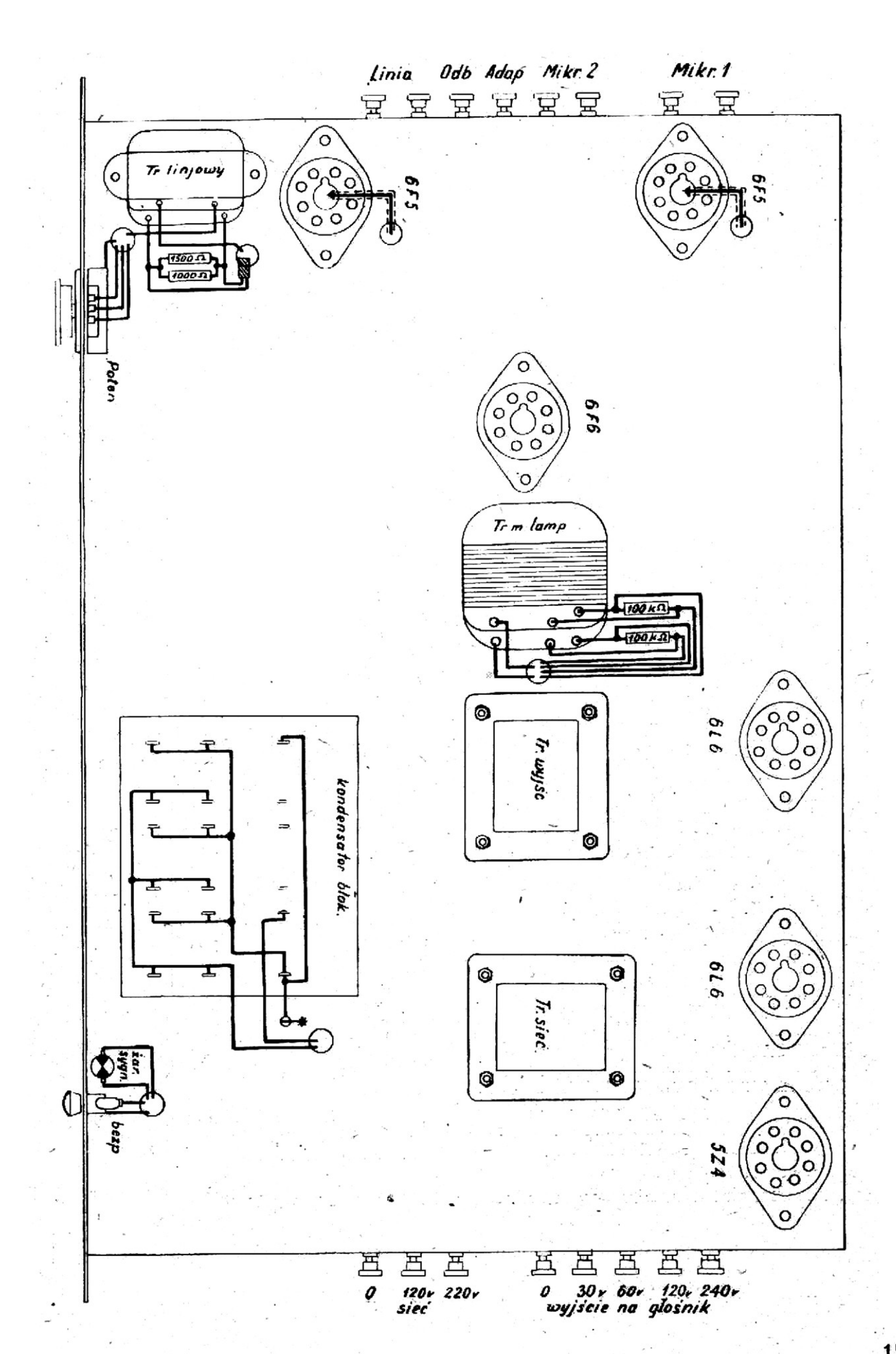
Żarówka 6 v. — 0,04 A. 1szt.

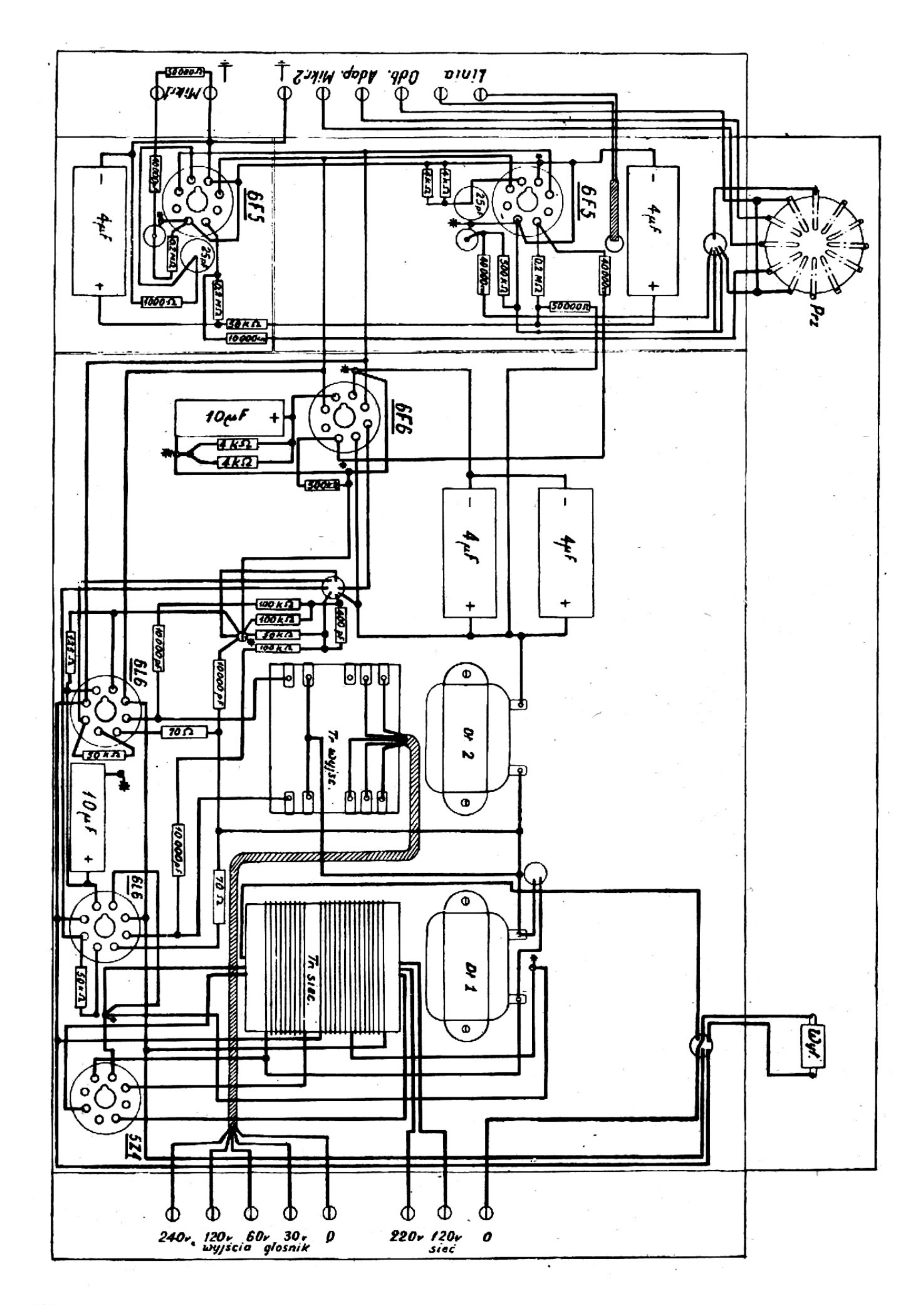
Kapy do lamp radiowych . . . . szt. 2
wyłącznik do sieci, dwubiegunowy . . . . „ 1
oprawki do lamp radiowych . . . . „ 6
oprawka do żaróweczki . . . . „ 1
oprawka do bezpiecznika, wpuszczana . . . . „ 1
oprawka do czerwonego szkła, sygnalizacyjna . . . . „ 1
zaciski kontaktowe na wejścia i wyjście . . . . „ 16
drabinki z 4 końcówkami . . . . „ 5
drabinka z 1 końcówką . . . . „ 1
przełącznik tarczowy wzór „Philipsa" . . . . „ 1
„Chassis" o wymiarach 6 x 29 x 42 cm.
wymiary wzmacniacza 22 x 29 x 42 cm.
Drobny materiał montażowy.

Celem uniknięcia przedostawania się zakłóceń z sieci do wzmacniacza należy zastosować kondensatory 5000 pF—szt. 2—500/3000 v. i 10000pF szt. 1 — 500/3000 v.



Wzmacniacz typu 25 AS


Linia
Odb
Adap
Mikr. 2
Mikr. 1
Tr linjowy
1500 Ω
1000 Ω
Poten
6F5
6F5
6F6
Tr m lamp
100 kΩ
100 kΩ
Tr. wyjśc
Tr. sieć
6L6
6L6
5Z4
kondensator blok.
żar. sygn.
bezp
0
120v
220v
sieć
0
30v
60v
120v
240v
wyjście na głośnik



Linia
Odb.
Adap.
Mikr.2
Mikr.1
6F5
6F5
6F6
6L6
6L6
5Z4
4µF
10µF
Tr. wyjść.
Tr. sieć.
Dr 1
Dr 2
Prz
Wył.
240v. 120v 60v 30v 0
wyjścia głosnik
220v 120v 0
sieć

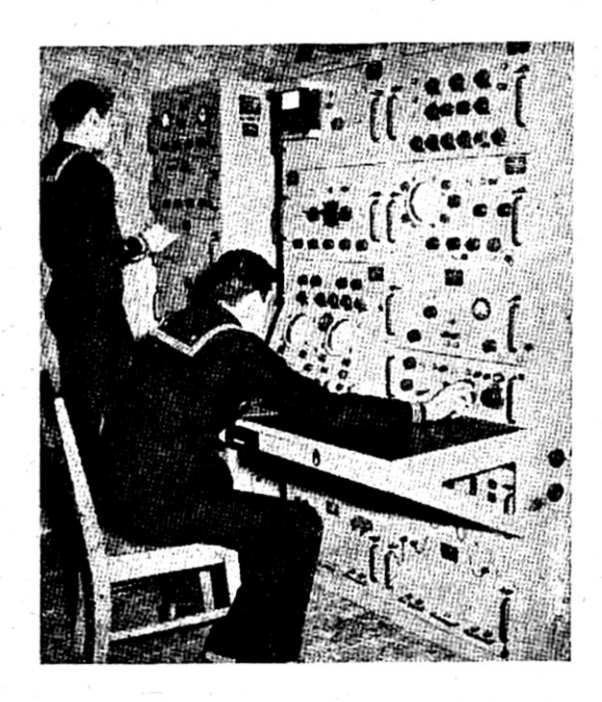
Inż. ZIÓŁKOWSKI JERZY

Postępy w dziedzinie radionawigacji

(ciąg dalszy)

3. System „Loran"

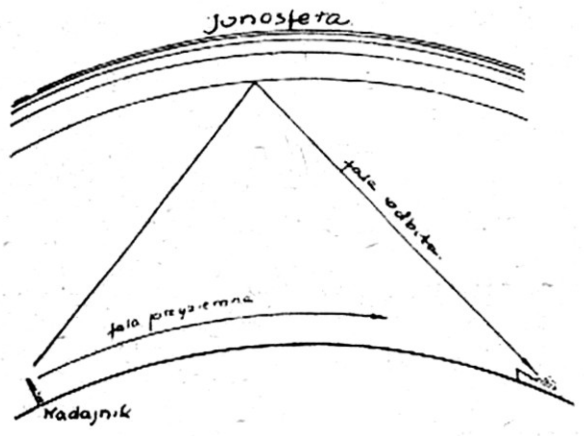
Nazwa systemu „Loran" została utworzona z trzech wyrazów LOng RAnge Navigation, określających żeglugę długodystansową.



Stacja systemu „Loran" — urządzenie pomiaru czasu.

Dzięki temu systemowi nawigator określa z łatwością dokładne położenie swego samolotu lub okrętu, praktycznie bez względu na odległość od stacji nadawczej.

Należy zaznaczyć iż system „Loran" znajduje zastosowanie głównie w służbie morskiej.

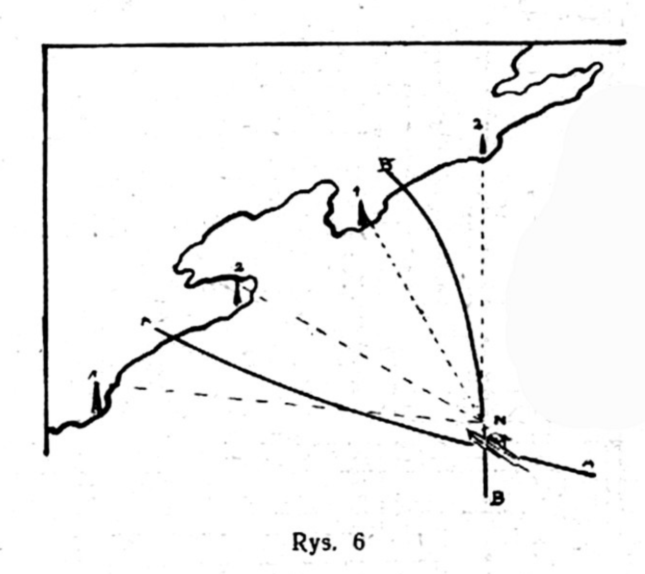


Rys. 5

Obszary pokryte zasięgami „Loranu" znacznie przewyższają granice zasięgów wszelkich innych stosowanych systemów radiolokacji. Wykorzystanie w czasie nocy fal odbitych od jonosfery (rys. 5) zwiększa prawie dwukrotnie nocny zasięg „Loranu". W nocy dobry odbiór sygnałów zapewniony jest w granicach 1400 mil morskich (ok. 2300 km), podczas gdy w czasie dnia promień zasięgu wynosi ok. 750 mil morskich (ok. 1200 km).

Najgorsza pogoda nie stanowi przeszkody dla przeprowadzenia pomiarów. Czas trwania pomiarów jest krótki — waha się w granicach od 2 do 3 minut.

Wyznaczenie położenia okrętu lub samolotu odbywa sią podobnie jak przy pomocy systemu „Gee". Nawigator (N) odbiera sygnały z jednej pary radiostacji. Różnicę czasów przebycia przez sygnały dróg od tych stacji do nawigatora określa na mapie hiperbolicznej pierwsza krzywa położenia (rys. 6, krzywa AA.). Pomiar różnicy czasu sygnałów drugiej pary radiostacji wyznacza druga krzywa położenia (rys. 6, BB). Punkt przecięcia tych dwóch krzywych położenia wskazuje na mapie pozycję obserwatora.



Rys. 6

W sposobie odbierania i nadawania sygnałów są pewne różnice między systemami „Gee" i „Loran".

Pierwsza różnica dotyczy techniki przeprowadzenia pomiaru czasu. W systemie „Gee" pomiar sygnałów wszystkich trzech stacji przeprowadza-

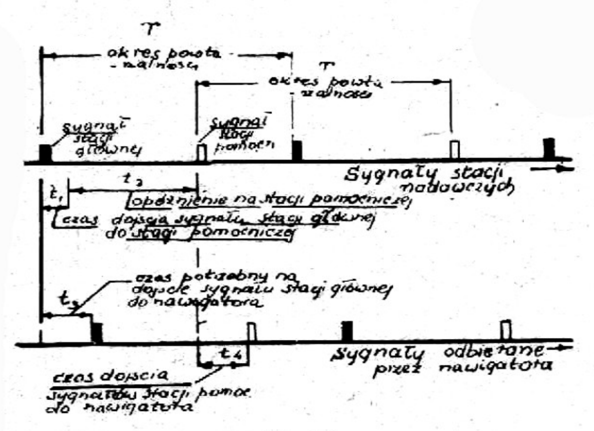
ny jest przez nawigatora równocześnie. W systemie „Loran“ różnice czasów określa się dla każdej pary stacji oddzielnie.

Druga różnica związana jest ze sprawą równoczesności wysyłania sygnałów przez stację główną i pomocniczą. Podczas gdy w urządzeniach „Gee“ sygnały stacji pomocniczej i głównej są wysyłanie równocześnie, w „Loranie“ sygnały stacji pomocniczej są opóźnione w stosunku do sygnałów stacji głównej. Na opóźnienie to składa się:

a) czas potrzebny na przebycie przez sygnał drogi między stacją główną a pomocniczą.

b) dodatkowe opóźnienie wynikające z zasady działania systemu „Loran“.

Opóźnienie w czasie wynikające z faktu przebycia przez sygnał drogi między stacjami nadawczymi jest zupełnie zrozumiałe. Natomiast opóźnienie dodatkowe specjalnie dobierane przez stację pomocniczą wymaga szerszego omówienia.



Rys. 7

W tym celu przedstawiono w funkcji czasu sygnały stacji głównej i pomocniczej (rys. 7). Na górnej osi czasu oznaczono momenty wysyłania sygnałów przez stacje współpracujące. Przyjęto za punkt zerowy moment wysłania sygnału przez stację główną. Znając odległość w kilometrach stacji głównej od pomocniczej, L i przyjmując szybkość światła równą 300.000 km/sek możemy określić czas t_1 w mikrosekundach, potrzebny na przebycie drogi między nadajnikami:

$$t_1 = \frac{L}{c} 10^6 = \frac{10L}{3}$$

Przyjmując odległość między stacjami L = 90 km, czas t_1 = 300 mikrosekund.

Na stacji pomocniczej sygnał jest wysłany po czasie t_2. Opóźnienie to jest tak dobrane, aby sygnały dochodzące do nawigatora były odpowiednio odbierane:

— sygnał stacji głównej w pierwszej połowie okresu powtarzalności sygnałów.

— sygnał stacji pomocniczej w drugiej połowie okresu powtarzalności sygnałów.

Okres powtarzalności sygnałów T to czas między dwoma kolejnymi impulsami tej samej stacji. Okres ten dla każdej pary radiostacji jest różny. Wynosi przy 25 okresach na sekundę:

$$T = \frac{1000000}{25} = 40.000 \text{ mikrosek.}$$

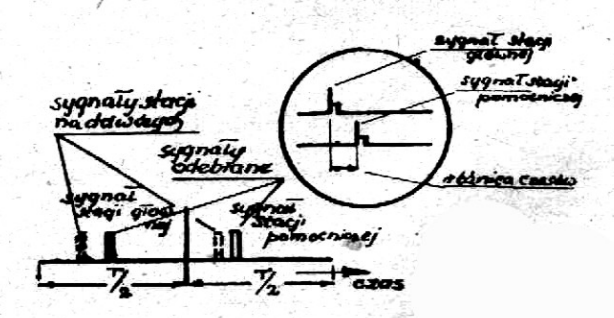
Tego rodzaju dobór opóźnienia ma na celu ułatwienie identyfikacji stacji nadawczych oraz przeprowadzenie pomiaru różnicy czasów.

Przy tych założeniach otrzymamy na osi dolnej obraz odebranych impulsów przez nawigatora.

Sygnał stacji głównej odebrano po czasie t_3 od chwili początkowej, zaś sygnał stacji pomocniczej po czasie t_4.

Odebrane impulsy odtworzone są na ekranie urządzenia rejestrującego, wyposażonego w dwuwiązkową rurę oscylograficzną (rys. 8).

Dzięki właściwemu doborowi opóźnienia, impuls stacji głównej jest zawsze odebrany na górnej osi czasu ekranu oscylografu impuls stacji pomocniczej — na osi dolnej.



Rys. 8

Pomiar różnicy czasu osiąga się przez nałożenie dodatkowych, cechujących impulsów generatora pomocniczego. Dokładność pomiaru plus minus 1 mikrosek.

Takie zależności czasowe wiążą współpracujące ze sobą radiostacje „Loran“.

Obecnie zapoznamy czytelników z danymi technicznymi, dotyczącymi nadawczych i odbiorczych urządzeń.

Radiostacja główna współpracująca ze stacjami pomocniczymi wysyła impulsy o czasie trwania ok. 50 mikrosekund i o mocy chwilowej rzędu 100 KW.

Ilość impulsów wysyłanych w czasie jednej sekundy wynosi ok. 25 (względnie 33⅓). Śre-

dnia więc moc zasilania stacji jest niewielka i osiąga wartość ok. 1 KW.

Długość fali urządzeń „Loranu“ jest znormalizowana. Stosowane są obecnie trzy fale:

1950 Kc/s
1850 Kc/s
1750 Kc/s

Ostatnio przeprowadzane są próby nad zastosowaniem częstotliwości

180 Kc/s

Stacja nadawcza składa się z dwóch zasadniczych elementów: nadajnika i urządzenia odbiorczego. Nadajnik służy do wysyłania impulsów o danych charakterystycznych omówionych wyżej. Urządzenie odbiorcze odbiera impulsy stacji głównej, synchronizuje je i odpowiednio opóźnia w czasie.

Urządzenie odbiorcze wyposażone jest w następujące aparatury:

a) odbiornik odbierający sygnały stacji głównej.
b) wskaźnik optyczny (oscylograf katodowy) kontrolujący stan aparatury.
c) urządzenia służące do pomiaru czasu wraz z generatorem sygnałowym o wysokiej stałości częstotliwości, sterowanym kwarcem.

Urządzenie odbiorcze nawigatora jest uproszczonym i zmniejszonym w wymiarach urządzeniem odbiorczej stacji nadawczej. Odbiornik, wskaźnik optyczny oraz miernik czasu zapewniają pomiarowi czasu impulsów wysoką dokładność pomiaru.

Mimo skomplikowanej budowy, urządzenia „Loranu“ są obsługiwane bardzo prosto i szybko Czas trwania dwóch pomiarów dla dwóch par radiostacji wynosi około 3-ch minut.

Dokładność określenia położenia przy pomocy systemu „Loran“ jest podobnie jak dla systemu „Gee“ zależna od położenia nawigatora względem stacji wysyłających sygnały.

Przy dużych odległościach rzędu tysiąca mil morskich, w wypadku położenia symetrycznego w stosunku do stacji, dokładność określenia położenia jest rzędu 1/2% odległości od radiostacji.

Przy żegludze w małych odległościach dokładność znacznie wzrasta. Dzięki temu w czasie najtrudniejszych warunków nawigacyjnych samoloty i okręty mogą z wielkim bezpieczeństwem osiągnąć port położony w otoczeniu nadajników „Loranu“.

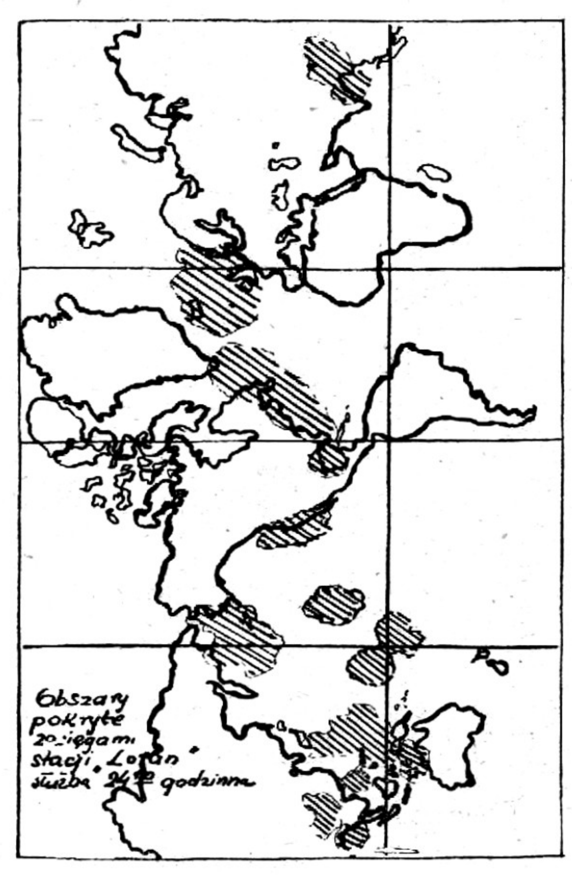
Te główne zalety systemu „Loranu“ jak i wielkość zasięgu oraz dokładność, uczyniły zeń urządzenie radiolokacji powszechnie stosowane w Ameryce.

Pierwsze stacje tego systemu rozpoczęły eksperymentalną pracę w służbie Stanów Zjednoczonych w roku 1942. Wyniki prób odbytych na północnym Atlantyku dały nadspodziewane dobre rezultaty.

Walka z Japończykami i niemieckimi łodziami podwodnymi postawiła ogromne zadania przed lotnictwem i marynarką.

Sprawa zabezpieczenia nawigacji stała się sprawą pierwszorzędnej wagi, przyspieszając rozwój i użycie systemu, „Loran“.

Już zimą 1942 roku zainstalowano urządzenia „Loran“ na płn. Atlantyku oraz na Aleutach. Stopniowy w czasie wojny rozwój budowy urządzeń tego typu zapewnił pokrycie znacznych ob-



Rys. 9

szarów Pacyfiku, Atlantyku oraz innych ważnych dróg nawigacyjnych siatkami zasięgów stacji systemu „Loran“ (rys. 9).

Cyfry dotyczące ilości urządzeń systemu „Loran“ eksploatowanych w ostatnim roku wojny są następujące:

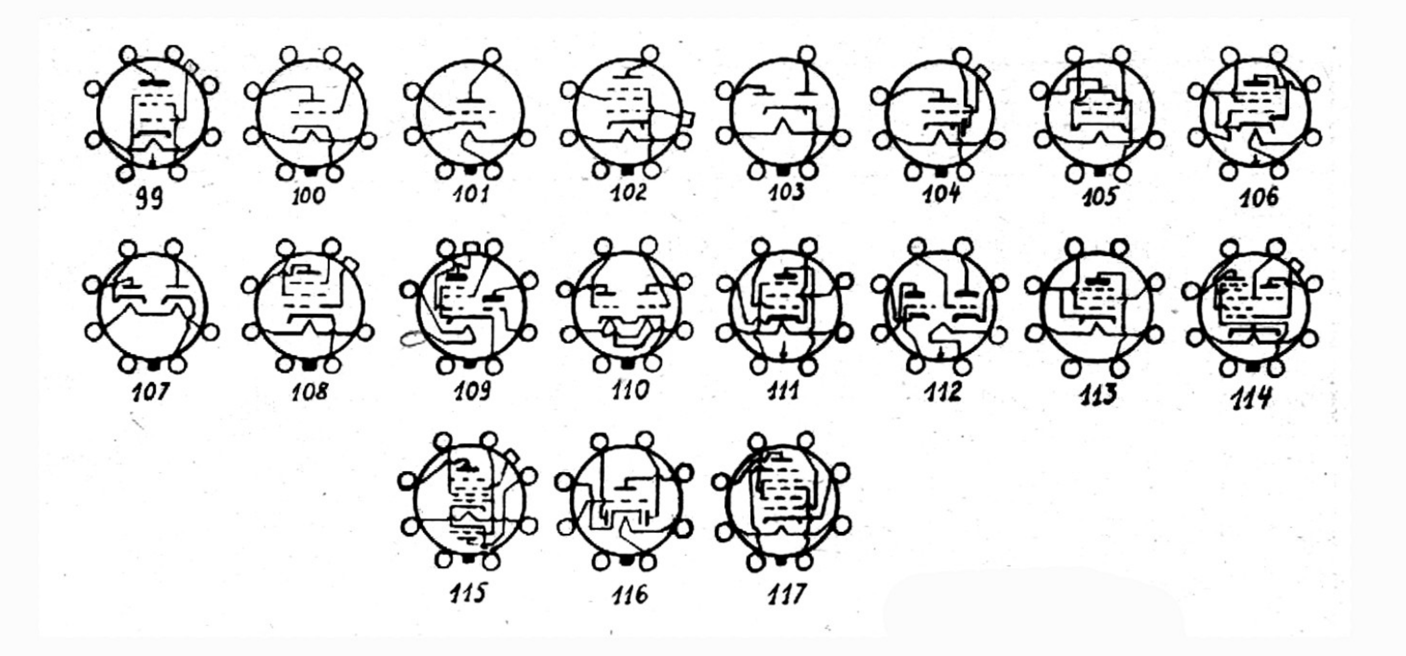
systemów nadawczych	70
urządzeń odbiorczych:	
lotniczych	30 000.
morskich	3 000.

Obecnie w związku z międzynarodową normalizacją sprzętu radionawigacyjnego wyłania się sprawa wyboru odpowiedniego urządzenia radiolokacji. Ameryka wysuwa system „Loran“ — Anglia system „Decca“.

Decyzja w tej sprawie zapadnie na przyszłej konferencji nawigacyjnej.

(d. c. n.)

Typ	Rodzaj	Zastosowanie	Cokół	Uż V	Iż A	Ua V	Us_1 V	Us_2 V	Us_3 V (Us_3+_5)	Ia mA	Is_2 mA (Is_3+_5)	S (Sc) mA/V	K V/V	Ri Ω, Meg.	Ra Ω, Meg.	Pa W	Pw W	Uwagi:
6H5/6G5	8	11	58	6,3	0,3	250	0/−22			0,24					1			
6H6	1+2	6+6	107	6,3	0,3	100	—			2								
6J5	2	2;7	80	6,3	0,3	250	− 8			9		2,6	20	7700				
6J7	4	1	108	6,3	0,3	250	− 3	100		2	0,5	1,2	1500	1,5				
6J8G	2+6	2+3	114	6,3	0,3	250	—			5					30000			trioda
						250	− 8	100		1,3	2,9	0,42		10				hept.
6K5G	2	7	100	6,3	0,3	250	− 3			1,1		1,4	70	50000				
6K6G	4	9	96	6,3	0,3	250	− 8	250		32	5,5	2,2	150	68000	76000		3,4	
6K7	4	1	108	6,3	0,3	250	− 3	100	0	7	1,7	1,4	1160	0,8				
6K8	2+5	2+3	115	6,3	0,3	100	—			3,8					20000			trioda
						250	− 3	100	−3	2,5	6,5	0,4		0,6				hex.
6L5G	2	2	91	6,3	0,15	135	− 5			3,5		1,5	15	10000				
						250	− 9			8		1,9	17	9000				
6L6	3	9	105	6,3	0,9	250	−14	250		72	5	6	135	22500	2500		6,5	
6N5	8	11	58	6,3	0,15	135	0/−12			0,5					1			
6N6G	2+2	7+9	78	6,3	0,8	300	0	300		42	9	2,4	58	24000	7000		4	
6N7	2+2	7	110	6,3	0,8	250	− 5			6		3,1	35	11300			0,3	Kl. A
		10B				300	0			2×17,5					8000		10	Kl. B
6P5G	2	1;2;7	91	6,3	0,3	250	−13,5			5		1,45	13,8	95000				
6P7G	2+4	1+7	109	6,3	0,3	100	− 3			3 5		0 5	8	16000	150000			
						250	− 3	100		6,5	1,5	1,1	900	0.85				
6Q6G	1+2	6 + 7	104	6,3	0,15	250	− 3			1,2		1	65	62000				
6Q7	1+1+2	6+7	89	6,3	0,3	250	− 3			1,1		1,2	70	58000	0,25			
6R6G	4	1	102	6,3	0,3	250	− 3	100		7	1,7	1 45	1100	0,8				
6R7	1+1+2	6+7	89	6,3	0,3	250	− 9			9,5		1,9	16	85000	10000		2,75	
6S6GT	4	1	99	6,3	0,45	250	− 2	100		13	3	4	1400	0,35				
6S7	4	9	108	6,3	0,15	250	− 3	100		8,5	2	1.75	1750	1				
6SA7	6	3	117	6,3	0,3	250	− 2	100		3,4	8	0,45		0,36				
6SC7	2+2	7	110	6,3	0,3	250	− 2			2		1 32	70	53000				
6SD7GT	4	1	79	6,3	0,3	250	− 2	100		6	1,9	3,6		1				
6SE7GT	4	1	79	6,3	0,3	250	− 1,5	100		4,5	1,5	3,4		1,1				
6SF5	2	7	101	6,3	0,3	250	− 2			0,9		1,5	100					
6SF7	2+4	1+6	106	6,3	0,3	250	− 1	100		12,4	3 3	2,05		0,2				
6SG7	4	1	111	6,3	0,3	250	− 2,5	150		9,2	3,4	4		1				
6SH7	4	1	113	6,3	0,3	250	− 1	150		10,8	4,1	4,9						
6SJ7	4	1	79	6,3	0,3	250	− 3	100	0	3	0,8	1,65	2500	1,5				
6SK7	4	1	79	6,3	0,3	250	− 3	100	0	9,2	2,4	2	1600	0,8				
6SL7GT	2+2	7	112	6,3	0.3	250	− 2			2,3		1.6	70				1	
6SN7GT	2+2	7	112	6,3	0,6	300	− 8			9		2.6	20				2,5	
6SQ7	1+1+2	6+7	116	6,3	0 3	250	− 2			0,8		1,1	100	91000	0,25			
6SR7	1+1+2	6+7	116	6,3	0,3	250	− 9			9,5		1.9	16	8500			0,3	
6SS7	4	1	79	6,3	0,15	250	− 3	100		9	2	1,85		1				
6ST7	1+1+2	6+7	116	6,3	0,15	250	− 9			9.5		1,9	16					
6T5	8	11	58	6,3	0,3	250	0/−22			3,2					1			
6T7G	1+1+2	6+7	89	6,3	0.15	250	− 3			1,2		1,05	65	62000				
6U5	8	11	58	6.3	0,3	250	0/−22			0,24					1			
6U6GT	4	9	105	6.3	0,75	135	−13,5	135		60	15	6,2		20000	2000		3,3	
6U7G	4	1	108	6,3	0,3	250	− 3	100		8,2	2	0.6	1280	0,8				
6V6	3F	9	105	6.3	0,45	250	−12,5	250		45	4,5	4,1	218	52000	5000		4,25	
		10AB	„	„	„	250	−15	250		2×35	5				10000		8,5	Kl AB
6V7G	1+1+2	6+7	89	6,3	0,3	250	−20			8		1,1	8,3	75000	20000		0,35	
6W5G	9+9	12	103	6,3	0,3	2×350	—			100 (max.)								
6W6GT	4F	9	105	6 3	1.25	135	− 9,5	135		61	12	9	215		2000		3,3	
6W7G	4	1	108	6,3	0,15	250	− 3	100		2	0,5	1,225	1850	1,5				
6X5	9+9	12	103	6,3	0,6	2×350	—			75								



Przegląd schematów

W numerze bieżącym przedstawiamy schemat najnowszego odbiornika produkcji europejskiej oraz 2 popularne odbiorniki amerykańskie.

Schemat Nr 15: Minerwa 424 GW na prąd stały i zmienny. Super 3 zakresowy, częstotliwość pośrednia 463 względnie 483 kc/s. Na wejściu heksoda trioda ECH 3, jako wzmacniacz pośredniej EF9 oraz lampa CBL 1 jako dioda i lampa głośnikowa.

Do szczegółów godnych uwagi należy tu w pierwszym rzędzie część zasilająca. Dzięki dużym pojemnościom filtru (47 µF) napięcie anodowe ostatniego stopnia jest wystarczająco wygładzone bez stosowania dławika względnie oporu filtrującego. Ma to duże znaczenie przy napięciach sieci 110 V.

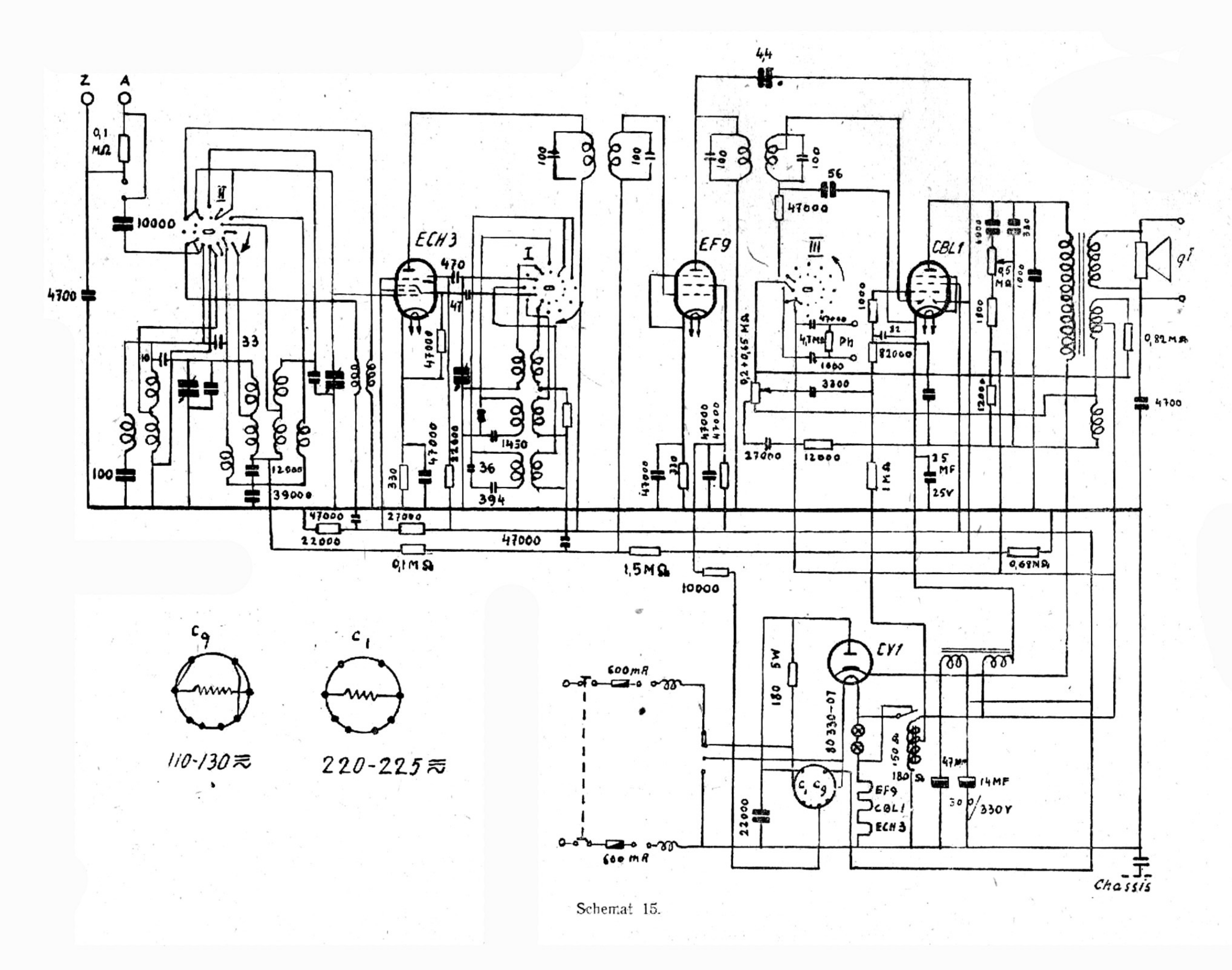
Uzupełnieniem dla lepszej kompensacji przydźwięku jest stosowanie dławika włączonego w katodę lampy głośnikowej. Uzwojenie jego jest nawinięte na rdzeń dławika sieciowego, z którego zakłócenia indukują się w fazie odwrotnej i kompensują przydźwięk powstały w obwodzie anodowym. Oprócz tego w szeregu znajduje się dodatkowe uzwojenie przekaźnika zwierającego żaróweczki oświetleniowe w momencie włączenia odbiornika do sieci. Dopiero po rozgrzaniu lamp prąd anodowy lampy końcowej rozwiera kontakt przekaźnika.

Schemat Nr 16: Amerykański typ supera 3 zakresowego o częstotliwości pośredniej 465 kc/s. Odbiorniki tego typu budowane we Francji i Włoszech odznaczają się małymi wymiarami i stosunkowo dobrym zasięgiem przy kilku metrach przewodu jako anteny. Układ jest bardzo uproszczony. Na wejściu lampa 6E8 heksoda trioda, na pośredniej 6K7, na niskiej 6Q7 i jako lampa końcowa 25L6 i lampa prostownicza 25Z6.

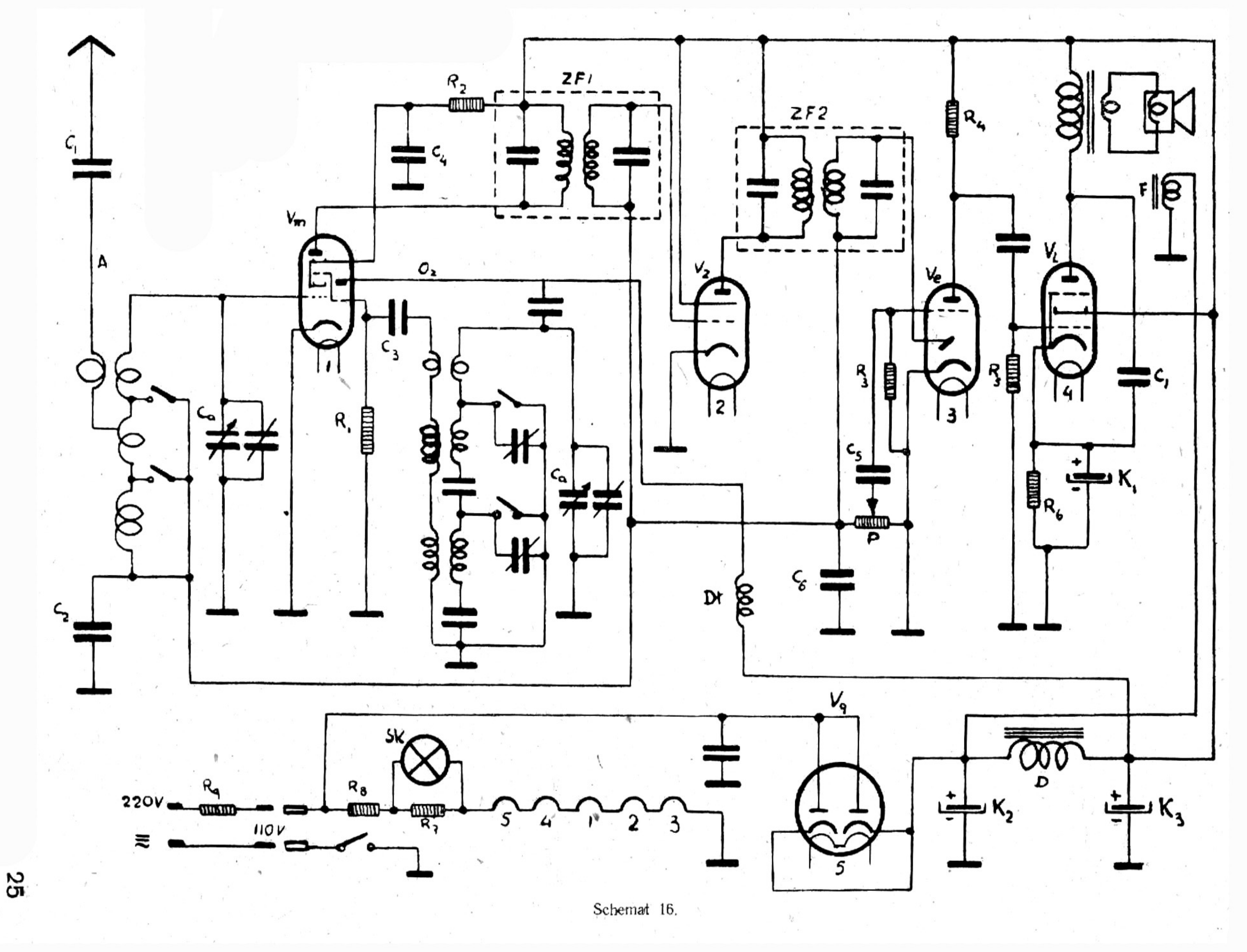
W obwodzie żarzenia nie ma żadnej lampy regulacyjnej. W szereg z lampami włączony jest drut oporowy często umieszczony w przewodzie sieciowym, który w czasie pracy jest ciepły (uwaga przy wymianie sznura). Odbiornik wykonany jest w zasadzie na napięcie 110 V. Przy 220 Voltach włącza się w szereg opór nawinięty na osobnej „przystawce" będącej jakby przedłużeniem kontaktu.

Schemat Nr 17: Nowsze wykonanie Supera amerykańskiego. Dzięki lampom podwójnym aparat może być jeszcze mniejszy rozmiarami (3 lampy) (zamiast diody — element prostownikowy suchy). Lampa głośnikowa posiada wbudowaną dodatkową lampę prostowniczą.

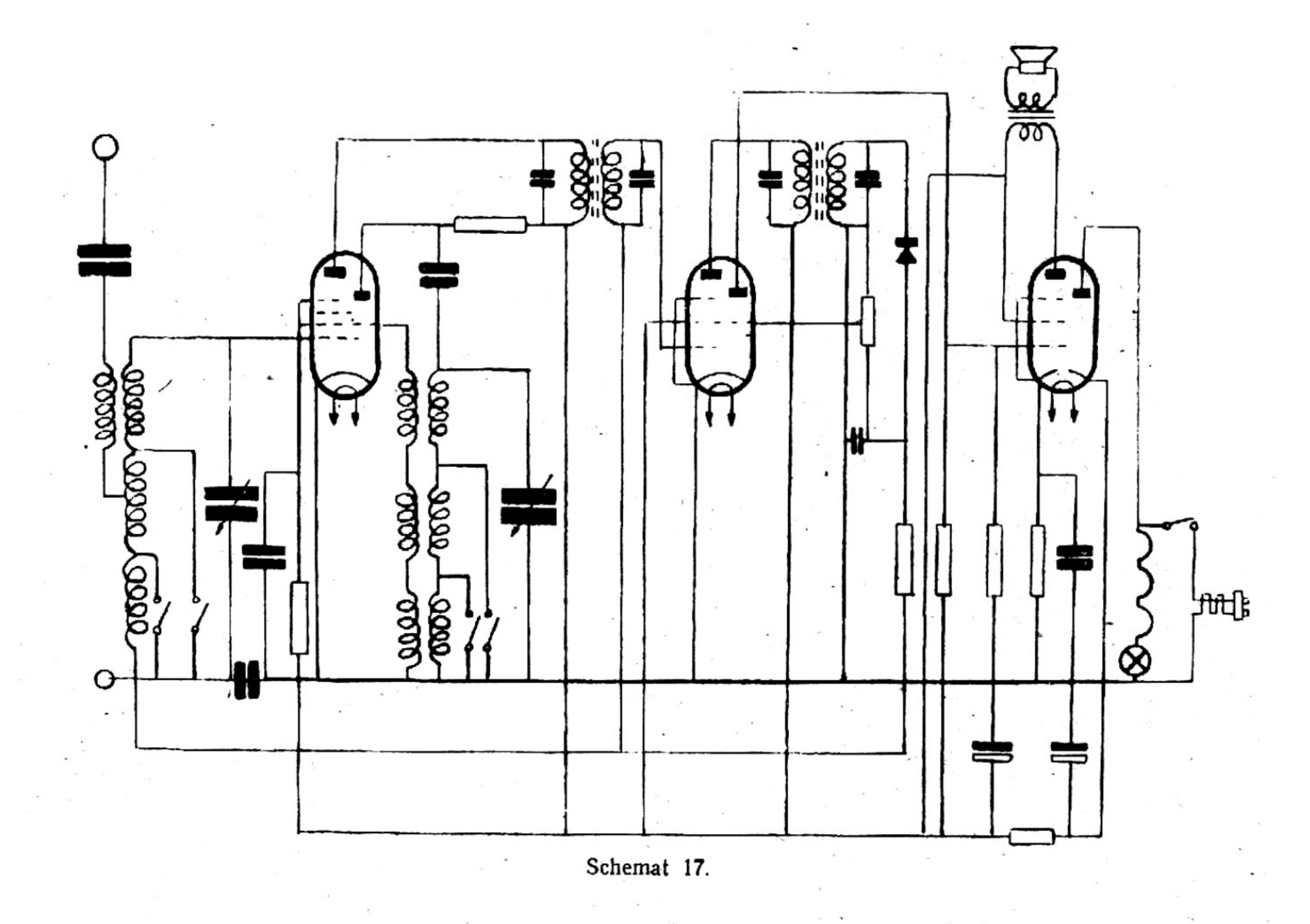
Oczywiście odbiornik ten nie może równać się z odbiornikiem klasy europejskiej. Nie ma tu dodatkowego filtrowania tętnienia, muszą wystarczyć 2 kondensatory o dużej pojemności, obwody oscylatora bez trimmerów i paddingów — musi wystarczyć strojenie na środek zakresu, zaś na początku są odpowiednio wygięte płytki rotora. Lampy 6E8, 12B8, 25A7.


Z
A
0,1 MΩ
10000
4700
100
33
12000
39000
ECH3
470
47
I
47000
22000
27000
0,1MΩ
330
394
36
1450
EF9
1,5MΩ
10000
0,2+0,65 MΩ
III
56
CBL1
82000
1000
3300
12000
1MΩ
25 MF
25V
0,68MΩ
0,82MΩ
4700
CY1
80330-07
180 5W
600mA
150Ω
180Ω
14MF
330V
EF9
CBL1
ECH3
22000
Chassis
110-130≈
220-225≈

Schemat 15.


C1
C2
C3
C4
C5
C6
Ca
A
Vm
O2
R1
R2
R3
R4
R6
R7
R8
R9
ZF1
ZF2
V2
Ve
VL
V9
Dr
P
F
K1
K2
K3
D
SK
220V
110V
5
4
1
2
3

Schemat 16.



Schemat 17.

Transformatory i dławiki niskiej częstotliwości

(dokończenie)

Przykłady obliczeń:

Dla zorientowania czytelników w sposobie stosowania podanych wzorów przerobimy kilka przykładów.

1) Transformator międzylampowy.

Weźmy obliczany już w cz. I wzmacniacz z lampą 6C5.

$L_1 = 50$ H

$Ls' = 0{,}75$ H

$n = 2{,}32$

$r_1 \leqslant 4000\ \Omega$

Z charakterystyki lampy odczytujemy warunki pracy

$Ua_0 = 150$ V

$Us_0 = -5$ V

$Ia_0 = 4$ mA

Obieramy wielkość (az_0); powinna ona być zawarta w granicach od 2 — 4. Większe wartości dają mniejszą ilość żelaza, a więcej miedzi i odwrotnie. Przyjmijmy $az_0 = 2{,}5$; z wykresu na rys. 18 odczytujemy $\mu_0 \cong 200$.

Sprawdzamy iloczyn LIa_0^2

$LIa_0^2 = 50 \cdot (4 \cdot 10^{-3})^2 = 800 \cdot 10^{-6} \ll (3-5) \cdot 10^{-3}$,

zatem stosowanie szczeliny niepotrzebne.

Obliczamy przybliżone wymiary rdzenia:

$$V\dot{z} = \frac{Ia_0^2 \cdot L_1}{0{,}4\,\pi\,\mu\,(az_0)^2} \cdot 10^8 = \frac{(4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 50 \cdot 10^8}{0{,}4\,\pi \cdot 200 \cdot 2{,}5^2} = \mathbf{50{,}5\ cm^3}$$

Obieramy wykrój blaszek o następujących wymiarach (normalnie w fabryce, względnie na rynku, mamy do dyspozycji szereg różnych typów):

$y_1 = 1{,}9$ cm
$y_3 = 1{,}1$ „
$h = 4{,}6$ „
$b = 1{,}7$ „
$lż = 14{,}5$ „

$$qż = \frac{Vż}{lż} = \frac{50{,}5}{14{,}5} = 3{,}5 \text{ cm}^2$$

$$y_2 = \frac{qż}{y_1} \cdot 1{,}1 = \frac{3{,}5}{1{,}9} \cdot 1{,}1 = 2 \text{ cm}$$

Uzwojenie pierwotne

$$Z_1 = \frac{(az_o) \cdot lż}{Ia_o} = \frac{2{,}5 \cdot 14{,}5}{4 \cdot 10^{-3}} = 9100 \text{ zw.}$$

$$Z_2 = n \cdot Z_1 = 2{,}32 \cdot 9100 = 21000 \text{ zw.}$$

przekrój drutu

$$q_1 = \frac{Ia_o}{\Delta_1} \text{ obieramy } \Delta_1 = 2 \text{ A/mm}^2$$

$$q_1 = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{2} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ mm}^2$$

$$d_1 = \sqrt{\frac{4\,q}{\pi}} = 0{,}05 \text{ mm,}$$

przy tej średnicy wypadnie za duży opór.
Obieramy $d_1 = d_2 = 0{,}08$ mm , $q = 0{,}005$ mm²
sprawdzamy współczynnik wypełnienia:

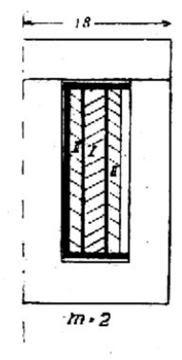
$$fm = \frac{q_1 \cdot Z_1 + q_2 \cdot Z_2}{b \cdot h} = \frac{0{,}05 \cdot 9100 + 0{,}05 \cdot 21000}{17 \cdot 46} = 0{,}19$$

Zatem uzwojenie się zmieści.

Obliczenie ilości sekcyj

Średnia długość zwoju

$$lm \cong 2\,(y_1 + y_2) + \pi\, b = 2\,(1{,}9 + 2) + \pi \cdot 1{,}7 = 13{,}1 \text{ cm.}$$



Rys. 31

Obieramy uzwojenie cylindryczne:

$$m \geqslant \sqrt{\frac{0{,}42 \cdot 10^{-8} \cdot b \cdot Z_1^2 \cdot lm}{Ls' \cdot h}}$$

$$\sqrt{\frac{0{,}42 \cdot 10^{-8} \cdot 1{,}7 \cdot 9100^2 \cdot 13{,}1}{0{,}75 \cdot 4{,}6}} = 1{,}5$$

Zatem uzwojenie dwusekcjowe.
Szkic jak na rys. 31.
Obliczenie oporu:

$$r_1 = \frac{Z_1 \cdot l_m \cdot 0{,}019}{q_1} = \frac{9100 \cdot 13{,}1 \cdot 0{,}01 \cdot 0{,}0175}{0{,}005}$$

$r_1 = 4160\Omega$ — w granicach dopuszczalnych,

2) Transformator wyjściowy dla lampy głośnikowej AL4

(patrz przykład w części I)

$L_1 = 13$ H
$\sigma = 0{,}065$
$L's = L\sigma = 13 \cdot 0{,}065 = 0{,}85$ H
$Ia_o = 36$ mA
$Ua_o = 250$ V
$r_1 \leqslant 350\ \Omega$ $\quad$ $Rz = 5\ \Omega$
$r_2 \leqslant 0{,}275\ \Omega$ $\quad$ $Ra = 7000\Omega$

$$n = \frac{1}{35{,}5}.$$

Sprawdzamy wyrażenie $L \cdot Ia_o^2 = 13 \cdot (36 \cdot 10^{-3})$ $16{,}8 \cdot 10^{-3}$ HA², stosujemy więc szczelinę.

Przybliżone wymiary rdzenia (Vż) moglibyśmy obliczyć podobnie jak dla transformatora bez szczeliny, wprowadzając następnie korekcję.

Przy większych wartościach LIa² daje jednak ten sposób zbyt duże wymiary rdzenia.

Opierając się na rys. 20, podającym zależność optymalnej szczeliny i (az_o) od całkowitych amperozwojów wyprowadzimy nierówność określającą Vż.

$$\frac{Ia_o \cdot Z}{lż} = (az_o) + 0{,}8\,B \cdot \frac{ls}{lż}$$

Przyjmując graniczne wartości:
$az_o = 1$ i $az^o = 3$, otrzymamy odpowiednio

$$\frac{ls}{lż},\ \mu o,\ \mu eff,$$

B_0 (z wykresu $B_0 = f\,(az_o)$. Wartości te podane są w tabelce:

az_o	B_o	$\frac{ls}{lż}$	$\frac{I_o \cdot Z}{lż}$	μ_o	efi
1	6000	1.10^{-3}	5.8	370	270
3	10000	3.10^{-3}	27	170	112

Z równań:

$$\text{a) } L = \frac{0{,}4\,\pi\, Z^2 \cdot qż \cdot \mu eff\ 10^{-8}}{lż} \text{. H,}$$

$$\text{b) } (AZ_o) = \frac{I_o \cdot Z}{lż} = 5{,}8 \div 27,$$

$$\text{c) } Vż = lż \cdot qż,$$

otrzymamy:

$V\dot{z} \geqslant L_1 \cdot I_o^2 \, (1.10^3 \div 10.10^3) \, cm^3$,

średnio $V\dot{z} = L_1 \cdot I_o^2 \cdot 5.10^3 \, cm^3$.........(49)

W naszym przykładzie:

$V\dot{z} \geqslant 13 \, (36.10^{-3})^2 \cdot 5.10^3 = \backsim 84 \, cm^3$.

Obieramy typ rdzenia o następujących wymiarach:

$y_1 = 2,1$ cm,

$y_8 = 1,6$ cm,

$b = 1,9$ cm,

$h = 3,8$ cm,

$l\dot{z} = 12,1$ cm,

Przekrój drutu; $\Delta = 2 \, A/mm^2$

$$q_1 = \frac{Ia_o}{\Delta} = \frac{36.10^{-3}}{2} = 18.10^{-3} \, mm^2$$

stąd $d_1 = 0,15$ mm;

Powierzchnia okna $F_o = b.h = 1,9.3,8 = 7,2 \, cm^2$.

Przyjmujemy, że uzwojenie pierwotne zajmie połowę okienka, zatem

$$Z_1 \cdot q_1 = \frac{F_o}{2} f_m \cdot 10^2,$$

przyjmując $f_m = 0,24$ otrzymamy:

$$Z_1 = \frac{F_o}{2} \cdot \frac{f_m \cdot 10^2}{q_1} = \frac{7,2}{2} \cdot \frac{0,24.10^2}{18.10^{-3}} \cong 4900 \text{ zwoi}$$

Obliczamy iloczyn

$$\frac{Ia_o \cdot Z}{l\dot{z}} = \frac{36 \cdot 10^{-3} \cdot 4900}{12,1} = 14,5;$$

Z wykresu na rys. 20

odczytujemy $az^0 = 2,4$,

$$\frac{ls}{l\dot{z}} = 2,4 \cdot 10^{-3},$$

$ls = 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot 12,1 \cong 0,3$ mm,

odczytujemy $\mu o \cong 200$.

$$\mu eff = \frac{\mu o}{1 + \mu o \frac{ls}{l\dot{z}}} = \frac{200}{1 + 200 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3}} = 135,$$

Obliczamy przekrój rdzenia

$$q\dot{z} = \frac{L_1 \cdot l\dot{z}}{0,4 \, \pi Z_1^2 \cdot \mu eff} \cdot 10^8;$$

$$q\dot{z} = \frac{13 \cdot 12,1 \cdot 10^8}{0,4 \, \pi \, 4900^2 \cdot 135} = 3,85 \, cm^2$$

$$y_2 = \frac{q_{\dot{z}}}{y_1} \cdot 1,1 = \frac{3,85}{2,1} \cdot 1,1 = 2,1 \text{ cm}$$

Uzwojenie wtórne

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n}} = \frac{0,15}{\sqrt{\frac{1}{35,5}}} = 0,9 \text{ mm}, \; q_2 = 0,62 \, mm^2.$$

$$Z_2 = \frac{4900}{35,5} = 138 \text{ zw.}$$

Obliczenie ilości sekcyj

Średnia długości zwoju:

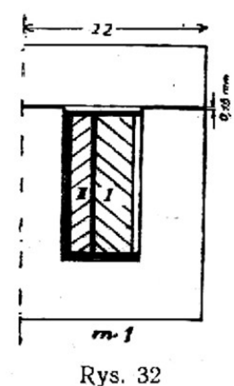
$l_m = 2(y_1 + y_2) + \pi b = 2(2,1 + 2,1) + \pi \, 1,9 = 14,4$ cm

Uzwojenie cylindryczne

$$m \geqslant \sqrt{\frac{0,42 \cdot 10^{-8} \cdot 1,9 \cdot 4900^2 \cdot 14,4}{0,85 \cdot 3,8}} = 0,93,$$

zatem $m = 1$, uzwojenie niesekcjonowane.

Przy rdzeniu umieszczamy uzwojenie wtórne; wysokość uzwojenia $\backsim$ 5 mm. średnia długość zwoju (ze szkicu) rys. 32



Rys. 32

$l_{m_2} = 10,9$ cm

stąd

$$r_2 = \frac{l_{m2} \cdot Z_2 \cdot 0,0176 \cdot 0,01}{q} =$$

$$= \frac{10,9 \cdot 138 \cdot 0,0176 \cdot 0,01}{0,62} = 0,425 \, \Omega$$

Uzwojenie pierwotne

$l_{m1} = 16,6$ cm (ze szkicu).

Ze względu na duży opór (z braku miejsca pomijam szczegółowe obliczenie) przyjmuję średnicę $d_1 = 0,2$ mm, $q = 0,031 \, mm^2$, stąd opór

$$r_1 = \frac{16,6 \cdot 4900 \cdot 0,01 \cdot 0,0175}{3,1 \cdot 10^{-2}} = 460 \, \Omega,$$

widać z tego, że nie jesteśmy w stanie na tym rdzeniu zachować założonych oporów.

Obliczamy sprawność transformatora:

$$\eta = \frac{R_z \cdot \frac{1}{n^2}}{R_z \cdot \frac{1}{n^2} + r_1 + r_2 \frac{1}{n^2}} =$$

$$= \frac{6300}{6300 + 460 + 535} \cong 0,86\%$$

poprawiamy przekładnię:

$$n = \sqrt{\frac{R_z}{\eta \cdot R_a}} = \sqrt{\frac{5}{0,86 \cdot 7000}}$$

$n = 34,6$

$$\text{stąd} \quad Z_2 = \frac{4900}{34,6} = 141 \text{ zw.}$$

Przyjęty wsp. sprawności $\eta = 0,9$ jest za duży dla transformatorów o mocy 3 ÷ 5 W.

Chcąc uzyskać duży wsp. sprawności, musielibyśmy powiększyć wymiary transformatora, co ze swej strony powiększyłoby koszty wykonania.

3) Na zakończenie podamy przykład obliczenia transformatora dla wzmacniacza przeciwsobnego.

Lampy amerykańskie 6F6 kl. A

Dane katalogowe:

$Ua_0 = 315$ V $\quad Us_2 = 315$ V

$Ia_0 = 2 \times 42$ mA $\quad Is_2 = 2 \times 8$ mA

Rk = 220 Ω (opór katodowy)

$R_{a-a} = 10.000$ Ω (między anodami)

Pw = 13 W

Ri = 150.000 Ω " (2 lampy)

zakładamy $\omega_n = 314 \quad M_n = 1,25$ (f = 50 c/s)

$\omega_w = 62800 \quad M_w = 1,25$ (f = 10000 c/s)

$\eta = 0,9 \quad R_2 = 10\,\Omega$

obliczamy

$$L_1 = \frac{Ri}{\omega_n\left(1 + \frac{Ri}{Ra}\right) \cdot \sqrt{M_n^2 - 1}} = \frac{150000}{314 \cdot \left(1 + \frac{150000}{10000}\right)\sqrt{1,25^2 - 1}} = 40 \text{ H}$$

$$Ls' = \sigma L_1 = \frac{Ri}{\omega_w}\left(\frac{Ra}{Ri} + 1\right)\sqrt{M_w^2 - 1} = \frac{150000}{62800}\left(\frac{10000}{150000} + 1\right) \cdot \sqrt{1,25^2 - 1} = 1,8 \text{ H}$$

obliczamy przekładnię

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta . R_a}} = \sqrt{\frac{10}{0,9 . 10000}} = \frac{1}{30}$$

stąd $r_1 \leq \frac{R_a}{2}(1 - \eta) = \frac{10000}{2}(1 - 0,9) = 500\,\Omega$

$r_2 \leq r_1 . n^2 = \frac{500}{30^2} = 0,56\,\Omega$

przybliżone wymiary rdzenia obliczymy ze wzoru

$$Vż = \frac{0,4\pi\, \mu_o . Um_1^2}{\omega_n^2 . L_1 . B_m^2} . 10^8$$

Amplitudę napięcia anodowego Um_1 obliczymy z mocy, jaką daje wzmacniacz

$P = \frac{Ua^2}{Ra}$ stąd $Ua = \sqrt{P . Ra} = \sqrt{13 . 10000}$

Ua = 360 V

$U_{m1} = \sqrt{2} . U_a = \sqrt{2} . 360 = 510$ V (między anodami)

przyjmuję $az_0 = 0,3$ (ze względu na asymetrię prądów anodowych lamp)

stąd $\mu_o = 500$

przyjmuję Bm = 6000 G

zatem

$$Vż = \frac{0,4\pi . 500 . 510^2}{314^2 . 40 . 6000^2} . 10^8 = 116 \text{ cm}^3$$

obieramy rdzeń o następujących wymiarach:

$y_1 = 2$ cm $\quad$ b = 1,8 cm $\quad$ lż = 15,8 cm

$y_3 = 1,3$ cm $\quad$ h = 5,6 cm

przekrój rdzenia

$$qż = \frac{Vż}{lż} = \frac{116}{15,8} = 7,3 \text{ cm}^2$$

$$y_2 = \frac{7,3}{2} \cdot 1,1 = 4 \text{ cm}$$

Uzwojenie pierwotne.

$$Z_1 = 10^4 \sqrt{\frac{L_1 . lż}{0,4\,\pi\,\mu o . qż}} = \sqrt{\frac{40 . 15,8}{0,4\,\pi\, 500 . 7,3}} = 3720$$

(zatem uzwojenie 2 x 1860)

Obliczenie ilości sekcyj

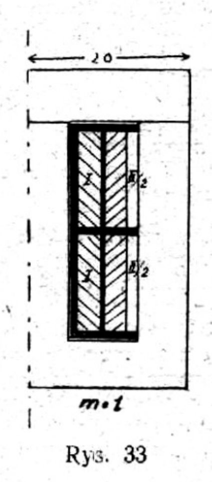
Średnia długość zwoju

lm = 2 (2+ 4) + π . 1,8 = 17,7 cm

$$m \geq \sqrt{\frac{0,42 . 10^{-8} . 1,8 . 3720^2 . 17 . 7'}{1,8 . 5,6}} = 0,45$$

czyli uzwojenie niesekcjonowane

Ze względu na symetrię wykonania umieścimy uzwojenie każdej lapmy w osobnej sekcji, tak by opory części uzwojenia były jednakowe (rys. 33)



Rys. 33

Przekrój drutu

prąd $I_1 = \sqrt{I_{a0}^2 + \frac{1}{8} I^2_{ms}}$

$I_{a0} = 42$ mA

$I_{ms} = \sqrt{2} . \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{2} . \sqrt{\frac{13}{10000}}$

$I_{ms} = 50$ mA

$I_1 = \sqrt{42^2 + \frac{1}{8} . 50^2} = 46$ mA

przyjmuję $\Delta = 2$ A/mm²

stąd $q_1 = \frac{I_1}{\Delta} = \frac{46 . 10^{-3}}{2} = 23 . 10^{-3}$ mm²

stąd $d_1 \backsim 0{,}17$ mm

wysokość uzwojenia (ze szkicu) ok. 6 mm; średnia długość zwoju

$l_m = 15{,}2$ cm

opór uzwojenia

$r_1 = \frac{15{,}2 . 3720 . 0{,}0175 . 0{,}01}{0{,}023} = 440\ \Omega$

wartość dopuszczalna

Uzwojenie wtórne

$q_2 = \frac{q_1}{n} = 0{,}023 . 30 = 0{,}69$ mm²

przyjmuję $d_2 = 1$ mm $q_2 = 0{,}78$ mm

wysokość uzwojenia 5 mm

średnia długość zwoju

$l_{m2} = 19{,}2$ cm.

Opór uzwojenia

$r_2 = \frac{19{,}2 . 124 . 0{,}0175 . 0{,}01}{0{,}78} = 0{,}53\ \Omega$

zatem wartość dopuszczalna.

Literatura:

Wojszwyłło: Usilitcli niskoj czostoty 1939
Slepian: Osnowy rozczota radiopriomników 1939
Philips Technische Rundschau Nr. 7 1937
Philips Transmitting News Nr. 2 1937

F. M.

Odpowiedzi Redakcji

W związku z licznie napływającymi listami Redakcja zwraca uwagę, że kupon na odpowiedź upoważnia do zadania tylko jednego pytania. Każde dodatkowe pytanie należy opłacić kwotą zł 25.

Lalka Jan — Lubartów. Jest Pan w posiadaniu kilku lamp typu amerykańskiego. Dane do tych lamp podajemy w kolejnych numerach miesięcznika w formie tabeli, tabelę zaś ogólną co do typu i zastosowania danej lampy podaliśmy w numerze drugim.

Ob. Warkowski J., Poznań. — Dokładnych danych dotyczących cewek i transformatorów pośrednich częstotliwości nie posiadamy. Możemy jednak polecić Panu użycie dowolnych cewek ze starego aparatu, podobnie jak i transformatorów pośredniej częstotliwości o częstotliwości około 470 kc. Najlepiej użyć zespoły ze starego, nie nadającego się do reperacji aparatu Telefunkena typu „T5", „T6" lub innego, odłączając końcówkę od cewki reakcyjnej w ostatnim transformatorze pośredniej częstotliwości, która w tym schemacie nie ma zastosowania.

KUPON Nr 6

na odpowiedź w „Radio"

Nazwisko ....

Adres ....

....

Ob. Bernas Jerzy, Katowice. — Zagadnienie, które Pana interesuje jest możliwe do urzeczywistnienia. W aparatach sieciowych t. zw. uniwersalnych czyli przystosowanych, tak do prądu zmiennego, jak i stałego stosuje się ten sposób od dawna. Przy zasilaniu bateryjnym lamp o różnym napięciu żarzenia, należy włączać w obwód żarzenia odpowiednie oporniki dla uzyskania potrzebnych spadków napięć. Ponieważ nie podaje Pan konkretnego przypadku, trudno nam cokolwiek na ten temat powiedzieć, tym bardziej, że wariantów może być bardzo dużo.

Ob. Malinowski Władysław, Włochy k/Warszawy. — Odpowiedź na podobne zapytanie udzieliłem ob. Warkowskiemu J. z Poznania. Proszę przeczytać. Schemat podany był tylko jego opisem, bez danych szczegółowych. Zasadniczo można zastąpić lampę ECH35, lampami ECH3, lub ECH4 stosując odpowiednie podstawki i odpowiednie połączenia. Ilości zwojów na cewkach będzie mógł Pan sobie obliczyć za pomocą odpowiednich nomogramów podawanych w miesięczniku „Radio".

Ob. Jerzy Malewicz, Sierpc. — Prawdopodobnie chodzi Panu o odbiornik f-my „Ingelen" klawiszowy z motorkiem (o którym Pan jednak nic nie wspomina). Jest to odbiornik 5-cio zakresowy (3 zakresy krótkich fal typu „Gigant 39" na lampach: ECH11, EBF11, EB11, EF12, EM11, EL11, EL11, TZ12. Bezpieczniki na transformatorze sieciowym: 2 x 1 Amp. podobnie dla motoru: 4 Amp. Żaróweczka do skali: 6,5V/0,3 A.

Ob. Nowieński Zdzisław — Rembertów, ul. Zwycięstwa 1 m. 18. Podobnie, jak wyżej, wadą odbiornika jest złe jego zestrojenie. Aparat posiadający 12 lamp nie ma prawa być nieselektywny i należy go odpowiednio zestroić. Żadne eleminatory na to nie pomogą i szkoda czasu na ich wykonanie.

Adamczyk Mieczysław — Gliwice. Przypuszczam, że ktoś z rozgłośni katowickiej podjąłby się sam, względnie mógłby wskazać firmę, która przyjęłaby do naprawy przyrząd „Multawi II", uszkodzony przez upadek na ziemię.

Pietrowski — Gdynia. Najprostszym odbiornikiem jest detektor, opisany w Nr 23 r.b. (46) tygodnika „Radio i Świat". W razie potrzeby można zastosować do niego wzmacniacz niskiej częstotliwości opisany w tymże tygodniku. Schemat zwykłej dwójki reakcyjnej znajduje się w przeglądzie schematów w Nr 1 miesięcznika „Radio".

Andruszkiewicz Tadeusz — Nowy Targ. Trimery w filtrach pośredniej częstotliwości posiadają zazwyczaj wartość około 200pF. W filtrach z rdzeniami padingi nie są stosowane Jeśli chodzi o bezrdzeniowe zespoły Philipsa, mające częstotliwość pośrednią 127kc, to reguluje się je tylko kondensatorami — trimerami. Zespoły te nadają się bez względu na to, jakie zostaną zastosowane lampy w projektowanym superze. Schematów nie wysyłamy.

Kozłowski — Warszawa. W schemacie, który Pan przysłał, należało by na wyjściu zastosować transformator dopasowujący. Kondensator Co o wartości 0,2μF jako pojemność sprzęgająca, jest za duży — w tym wypadku stosuje się 10.000 - 20.000pF. Wartości kondensatorów C_4 i C_5 należy odwrócić t.j. C_4 ma mieć wartość C_5 i odwrotnie. Jako lampę prostowniczą można użyć amerykańską 5Y3.

Łukasiewicz Janusz — Lublin. Przypuszczam, że w zbudowanym przez Pana audionie sprzężenie na zakresie krótkofalowym jest zmienne, w przeciwnym razie należało by zastosować kondensator reakcyjny. Poza tym, między siatką i plusem żarzenia brak oporu upływowego o wartości około 1M Ω aby detekcja odbywała się prawidłowo. W tym wypadku należy uziemić minusy baterii, a nie plus, jak to Pan uczynił.

Boraj — Warszawa. Schemat Supera na lampach posiadanych przez Pana ukaże się wkrótce w jednym z najbliższych numerów miesięcznika. Eliminator radzimy zbudować w/g opisu w Nr 20 tygodnika „Radio i Świat" z roku ubiegłego.

Osiński Adam — Zalesie k/Warszawy. Schemat nowoczesnego wzmacniacza na lampach amerykańskich, który doskonale nada się do aparatu detektorowego znajdzie Pan w jednym z numerów Tygodnika „Radio i Świat" r.b.

Stańczyk Józef — Tomaszów Maz. W schemacie Nr 2 miesięcznika „Radio" Nr 1 uzwojenie wtórne drugiego stopnia pośredniej częstotliwości jest rzeczywiście zwarte, co należy poprawić, dając równolegle kondensator 175-200 pF. Samoindukcję cewek dla poszczególnych zakresów może Pan wziąć z opisu cewek do generatora wysokiej częstotliwości w tymże pierwszym numerze miesięcznika.

Kmiecik — Bełżec. Przed wojną istniały specjalne wydawnictwa w formie broszur czy zeszytów, w których oprócz szematu reklamowanego aparatu, podawano obok spisu części także adres firmy, w której należało je koniecznie nabyć. Dziś sklepy radiowe uważają tego rodzaju reklamę za zbędną, a tym bardziej miesięcznik nasz przy wszelkiego rodzaju opisach nikogo nie reklamuje, przez co jest wolny od jakiejkolwiek tendencyjności, mając na celu wyłącznie korzyści swoich czytelników.

Pacześniowski Witold — Gliwice. Ponieważ aparat Pana jest starego typu, można przypuszczać, że był on przerabiany i dlatego spotkał pan zastosowane w nim mieszane lampy: 3 europejskie i dwie amerykańskie. Pierwotnie była tam przypuszczalnie zastosowana lampa AB1 posiadająca główkę na balonie. „Tętnienie" pochodzi ze złej filtracji prądu wyprostowanego.

Piechowicz Jan — Poznań. Najlepiej i najprościej sprawdzi Pan magiczne oko, wstawiając do aparatu inne, na pewno dobrze pracujące. Jeżeli i ono także nie będzie funkcjonowało, przyczyny należy szukać w aparacie, wychodząc z obwodu diody lampy EBC3, stanowiącego t. zw. automatykę.

Sitarz — Tarnowskie Góry. Patrząc na cokół lampy ACH1 od dołu tak, że cztery jej nóżki obok siebie są w dolnej części cokołu, trzy inne w górnej, mamy w lewo od żarzenia kolejno: katodę, anodę, siatkę oscylatora, anodę oscylatora, ekran. Lampa głośnikowa ze śrubką na boku cokołu jest 9-cio watową pentodą, przy czym śrubka jest wyprowadzeniem siatki ekranującej. Lampy serii „A" są czterowoltowe, serii „E" sześciowoltowe, serii „D" 1,2 woltowe.

Caban Adam — Łódź. Lampa typu wojskowego RV12P2000 ma następujące dane: żarzenie 12,6v, 0,068A, Anoda: 220v., 3-6mA, napięcie siatki osłonnej 130v., opór wewnętrzny 1,5 MΩ. Spółczynnik wzmocnienia k=2000.

Staniszewski Ryszard — Łódź. Oprócz miesięcznika „Radio" i tygodnika „Radio i Świat" nie ma w Polsce innych periodyków, omawiających zagadnienia z dziedziny radiotechniki. Jeśli chodzi o wiadomości podstawowe radzimy nabyć w jakimkolwiek wydaniu „Podstawy radiotechniki".

Żak Mieczysław — Białystok. Do posiadanego przez Pana „Supera" potrzebna jest dobra antena o długości do 20 m. Poza tym należy sprawdzić zestrojenie obwodów odbiornika. Dwa głośniki w aparacie stosuje się dla uwypuklenia wysokich lub niskich tonów. Magnes głośnika może się nagrzewać tylko wtedy, jeśli jest to elektromagnes ze szpulą, pracującą w filtrze prostownika. Jeśli jeden z elektrolitów przebije, szpula może się nagrzewać.

Górski Leopold — Rozwadów. Lampa sowiecka typu „CO257" ma dane: żarzenie: 2v; 0,25A; anoda 100v; 0,1mA, U_{g2} — 100v; U_{g1} = —1; nachylenie 0,2mA/v; dane dla lampy typu „ 2K2M" są następujące: żarzenie 2v; 0,08A; Ua=120; Ja=1,85mA; U_{g2}=70; U_{g1}= —0,5v; S=0,8.

Głuszyk Ryszard — Warszawa. Schemat 5-cio lampowego aparatu na lampach serii „A" ukaże się wkrótce w rubryce „Przegląd Schematów" w naszym miesięczniku.

H. D. — Częstochowa. Nomogram Nr. 1 w Nr. 1 miesięcznika służy do obliczenia transformatorów sieciowych. Zarówno płaszczowych jak i rdzeniowych (naturalnie bez uwzględnienia szczeliny), przyjmując szablonowe wymiary, odpowiadające różnym przekrojom „S" rdzenia. Przy obliczaniu jakiegokolwiek transformatora istotny jest wspomniany przekrój „S" oraz wielkość t. zw. „okna".

Krzymiński Br. — Kopanica. Posiada Pan odbiornik, w którym jest sześć miejsc na lampy, przy tym do kompletu brakuje dwóch lamp. Jedną z nich, sądząc z wymienionych i posiadanych przez Pana 4-ch lamp, będzie dioda z triodą „6Q7". Ponadto w komplecie brak lampy prostowniczej, którą, jeśli odbiornik jest sieciowy, może być lampa typu 5Y3.

Więsyk St. — Lublin. Schemat odbiornika na lampach AF7, AL4 i AZ1 opisany jest w Nr 20 tygodnika „Radio i Świat" z ub. roku lub w Nr 1 miesięcznika „Radio". (schemat Nr 1). Kupony z poprzednich numerów miesięcznika są ważne.

Warkowski J. — Poznań. Ponieważ padingi są to kondensatory o niewielkiej pojemności przeto działają one na takiej samej zasadzie jak wszystkie kondensatory. Służą one natomiast do wyrównania pojemności układu, a obliczenie ich jest dość skomplikowane. W oscylatorze istotne jest sprzężenie, wielkość którego, zarówno jak i ilość zwoi obydwóch jego części, zależy od tego,

jaką chcemy dostać częstotliwość pośrednią. Przekładnia jest tu mało ważna i waha się dokoła 1 : 1.

Borski Eugeniusz — Katowice. Bezpośrednie zastosowanie lampy AD1 zamiast pentody AL4 prawdopodobnie nie da zadowalających wyników pod względem jakości oddawanych dźwięków. Ponadto dla całkowitego wykorzystania triody AD1 należało by po ABC1 dać dodatkowy jeden stopień wzmocnienia niskiej częstotliwości.

Lappa Ryszard — Sieradz. Zalegalizowany klub radioamatorów można założyć w dowolnym gronie i takich niezależnych od siebie klubów może istnieć dowolna ilość. O przyjęcie więc do któregoś z tych klubów nie potrzebuje się Pan troszczyć, ze względu na zamiar założenia wśród kolegów równoznacznego koła radioamatorów. Dotychczas, o ile nam wiadomo, na prywatne posiadanie nadawczych radiostacji nie są przewidziane żadne licencje.

NOMOGRAM Nr 5

Równoległe łączenie oporów (indukcyjności) wzgl. szeregowe łączenie pojemności.

Przy równoległym łączeniu dwu oporów wypadkowy opór określa się wzorem

$$R_0 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_1 . R_2}{R_1 + R_2}$$

Przy równoległym łączeniu indukcyjności, pomiędzy którymi nie zachodzi sprzężenie indukcyjne (rys. 3), wypadkowa indukcyjność równa jest

$$L_0 \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}} = \frac{L_1 . L_2}{L_1 + L_2}$$

Szeregowe łączenie pojemności (rysunek 4) określa się wzorem

$$C_0 = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

Wszystkie trzy wzory przedstawiają jednakową zależność, dającą się rozwiązać prostym nomogramem w postaci schodzących się trzech skal.

Wszystkie trzy skale są równomierne. Posługując się powyższym nomogramem, przeprowadzamy linie między punktami odpowiadającymi wartościom poszczególnych elementów. Wypadkową wartość odczytujemy w punkcie przecięcia się linii ze skalą środkową. Przy posługiwaniu się nomogramem wszystkie trzy skale możemy równocześnie powiększyć, wzgl. pomniejszyć o jednakową ilość razy, np. 10, 100, 1.000.

Przykład 1) Połączono szeregowo dwa kondensatory o pojemności 9500 i 2500 cm; powiększając liczby wszystkich trzech skal 10 razy łącząc punkty 2500 cm na prawej skali (w nomogramie 250) z punktem na lewej skali 9500 (w nomogramie 950) otrzymujemy wypadkową pojemność na skali środkowej 1980 cm (na skali 198). Przykład ten pokazany na nomogramie.

Przykład 2) Połączono równolegle dwa opory 6 i 4 om. Znaleźć opór wypadkowy.

Dla rozwiązania należy zmniejszyć skalę 100 x., łącząc punkty 6 omów (600) na lewej skali z punktem 4 omy (400) na prawej — otrzymamy punkty przecięcia ze średnią skalą 2,4 omy (240). Przy połączeniu trzech i więcej równoległych oporów (szeregowych pojemności) wartości wypadkowe oblicza się wzorami

$$\frac{1}{R_0} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots$$

$$\frac{1}{L_0} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \ldots$$

$$\frac{1}{C_0} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \ldots$$

Danym nomogramem można posługiwać się w takim wypadku, obliczając kolejno dwie pierwsze wielkości, następnie wypadkową z nich obliczamy, łącząc z trzecią itd.

Przykład 3) Obliczyć wypadkową wartość 4 połączonych równolegle oporów R = 10.000, R_2 = 45 000, R_3 = 15 000, R_4 = 80 000 omów.

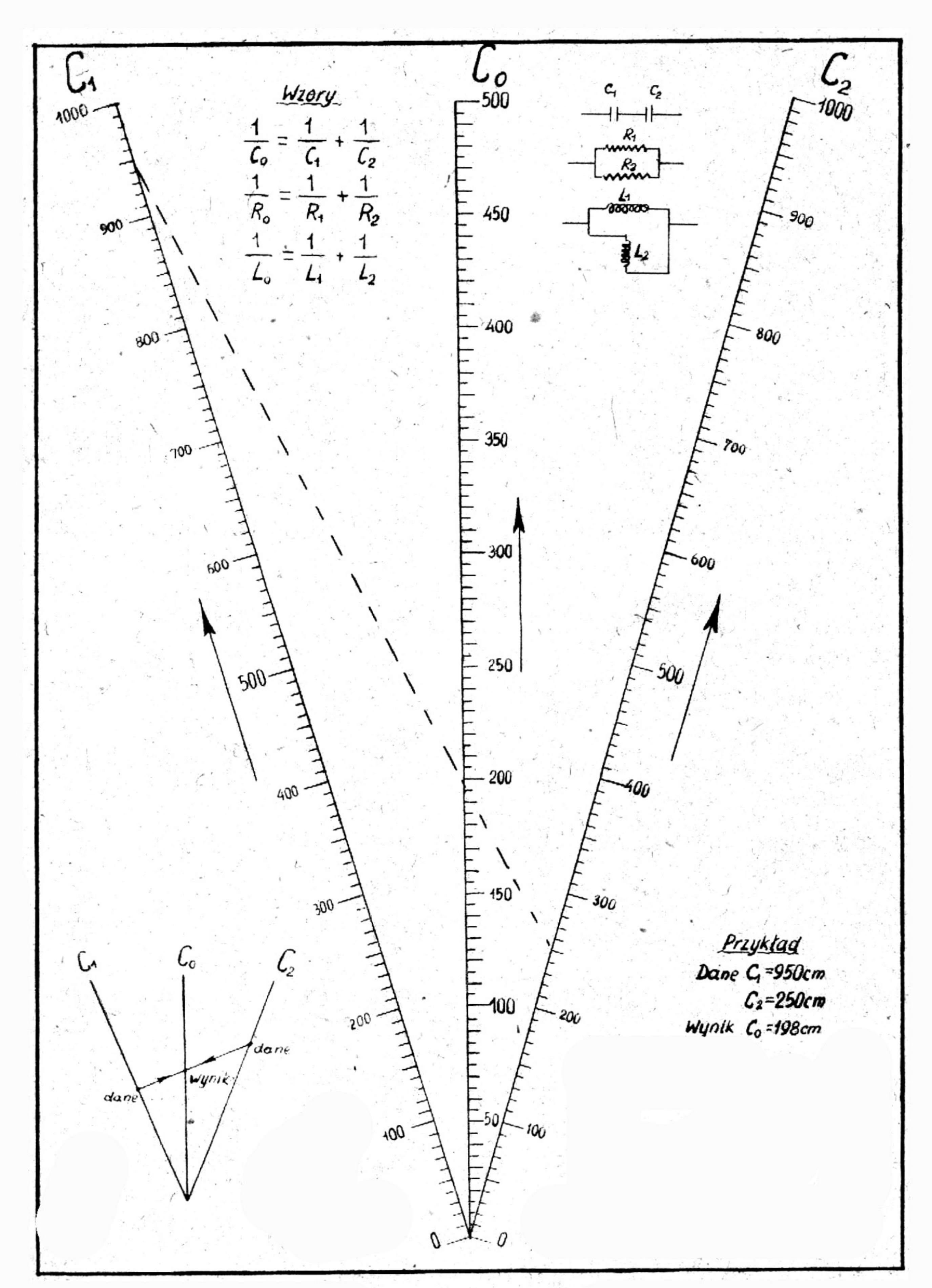
Rozwiązanie: Do obliczenia należy posługiwać się skalami nomogramów, powiększając je 100 x. Obliczamy wypadkowy opór R_2 i R_4 = $R_{2,4}$ = = 28.800. Wypadkowy ten opór łączymy z oporem R_3 — otrzymujemy wypadkowy opór $R_{2,3,4}$ = = 9850 omów. Ostatnie obliczenie wygodnie wykonać, powiększając skalę tylko 10 x. Łączymy opór (10 000 omów) i drugi wypadkowy $R_{2,3,4}$, (9 850). Otrzymuje ostateczny wynik $R_{1,2,3,4}$, około 4950 omów.

Redaguje Komitet | Wydawca: Biuro Wydawnictw P. R.

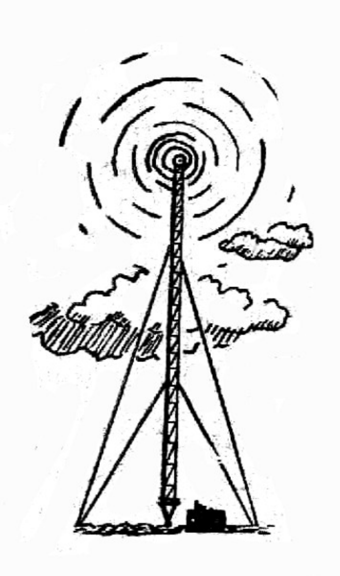
Adres Redakcji i Administracji: Marszałkowska 56.

Warunki prenumeraty: Półrocznie wraz z przesyłką pocztową zł. 300. Prenumeratę należy wpłacać na konto czekowe w PKO Nr I-330 „Radio i Świat". Na odwrocie blankietu nadawczego należy zaznaczyć: prenumerata miesięcznika „Radio". Cena pojedyńczego egzemplarza zł. 50.—

B - 11338



Nomogram Nr 5



Zakł. Graf. „Książka", Warszawa, Smolna 12.